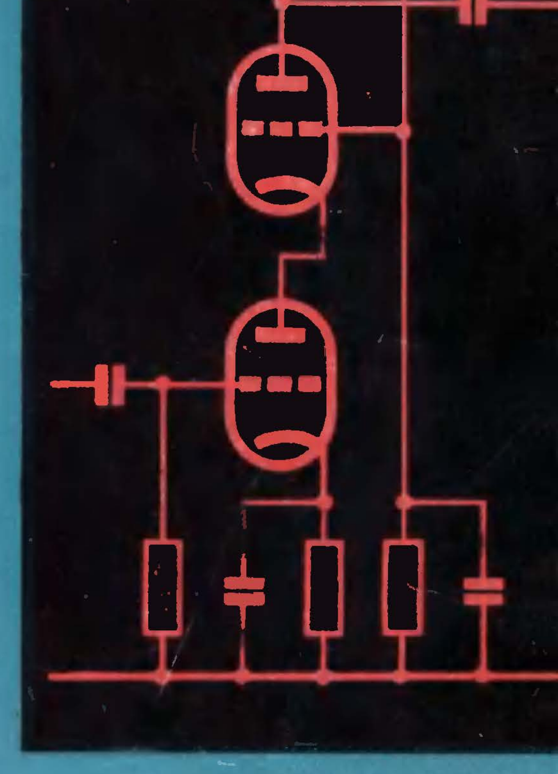
А. П. Ложников
Е. К. Сонин



Каскодные усилители

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 561

А. П. ЛОЖНИКОВ и Е. К. СОНИН

КАСКОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ДОПОЛНЕННОЕ

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.375.132.2/.5
Л71

Изложены основные сведения об усилителях каскодного типа на электронных лампах и транзисторах. Наряду с расчетными соотношениями приведена методика графического определения параметров и характеристик усилителей. Рассматриваются усилители с динамической анодной нагрузкой, дается анализ параметров каскодных катодных повторителей и обзор их разновидностей, приводятся примеры применения транзисторов в каскодных усилителях.

Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей.

Ложников Анатолий Петрович, Сонин Евгений Константинович

Каскодные усилители. М. — Л., издательство «Энергия», 1964.

128 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 561)

Тематический план 1964 г., № 342

Редактор *П. А. Попов.* Техн. редактор *Г. Е. Ларионов*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в пр-во 2/IX 1964 г. Подписано к печати 6/XI 1964 г.
Т-13407 Формат бумаги 84×108$^1/_{32}$ 6,56 печ. л. 8,23 уч.-изд. л. Тираж 50000 экз.
Цена 33 коп. Зак. 1524

Владимирская типография Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР
по печати.
Гор. Владимир, ул. Б. Ременники, д. 18-б.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В последние годы все чаще на страницах радиотехнической литературы можно встретить термин «каскодный усилитель». В отличие от обычного усилительного каскада, образованного электронной лампой и несколькими пассивными схемными элементами, каскодный усилитель представляет собой усилительную схему, в которой две непосредственно соединенные лампы включены так, что через них протекает одна и та же переменная составляющая анодных токов. В такой схеме одна из ламп, работая усилителем, служит одновременно динамическим нагрузочным сопротивлением для другой лампы. Следствием этого являются совершенно новые свойства усилителя: увеличенное входное сопротивление, высокое устойчивое усиление при малой величине собственных шумов и др.

Каскодные усилители имеют много разновидностей. Наиболее распространен усилитель на двух триодах, в котором один из них включен по схеме с общим (заземленным) катодом, а второй по схеме с общей сеткой. Схема эта, которую мы примем за основную, характеризуется высоким усилением (близким к усилению в схеме с пентодом) и низким уровнем собственных шумов (как в обычном триодном усилителе). Малая связь выхода усилителя со входом, получающаяся благодаря заземлению сетки второго триода, определяет высокую устойчивость усилителя. Такие усилители широко применяются в качестве входных каскадов усилителей высокой, промежуточной и низкой частоты и во многих других схемах.

В схему каскодного усилителя может быть легко введена цепь частотно-зависимой обратной связи, что позволяет создать низкочастотные избирательные усилители с большой добротностью. В электронных стабилизаторах напряжения применяются каскодные узкополосные управляющие усилители с большим коэффициентом усиления.

Значительными преимуществами по сравнению с обычными катодными повторителями обладают повторители, построенные по кас-

кодной схеме. Помимо более высокого входного сопротивления в большом динамическом диапазоне и близкого к единице коэффициента передачи напряжения, каскодные катодные повторители обладают еще совершенно новым для катодных повторителей свойством — одинаково хорошей передачей как положительных, так и отрицательных перепадов напряжения, что определяет их широкое применение в импульсных устройствах.

Многие свойства каскодных усилителей сохраняются и в случае применения вместо ламп транзисторов. Каскодные усилители на транзисторах обладают высокой устойчивостью по сравнению с обычными, что позволяет избежать сложных схем нейтрализации. Эмиттерные повторители, включенные по каскодной схеме, отличаются очень высокими значениями входного сопротивления, достигающими десятка мегом. Каскодные эмиттерные повторители сохраняют также свойство неискаженной передачи двухполярных сигналов при работе на емкостную нагрузку, характерное для ламповых каскодных повторителей.

В этой книге рассмотрены свойства и особенности различных каскодных усилителей, приведена методика их расчета и даны примеры практических схем. Во втором издании значительно расширен раздел, посвященный каскодным катодным повторителям, введен раздел об усилителях с динамической анодной нагрузкой, приведены примеры применения транзисторов в схемах каскодных усилителей. В книге широко использованы материалы, опубликованные как в отечественной, так и в зарубежной литературе.

Авторы

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

АНАЛИЗ И РАСЧЕТ КАСКОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

1. ОСНОВНАЯ СХЕМА КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Наиболее характерной особенностью приведенной на рис. 1 схемы каскодного усилителя является непосредственное соеднннение анода первого триода $Л_1$, работающего в качестве усилителя с общим (заземленным) катодом, с катодом второго триода $Л_2$, сетка которого заземлена по переменному току через конденсатор C_1. Напряженне входного снгнала U_{c1} подается на сетку триода $Л_1$.

Анодной нагрузкой этого трнода служит входное сопротнвление со стороны лампы $Л_2$. В качестве анодной нагрузки лампы $Л_2$ может быть использовано как активное сопротивление, так и резонансный контур или трансформатор.

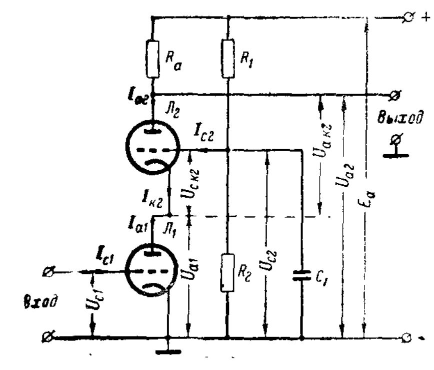


Рис. 1. Основная схема каскодного усилителя.

Необходнмое напряжение смещения на сетку лампы $Л_2$ подается с делителя напряжения, образованного сопротивлениями R_1 и R_2. За счет постоянства потенциала сетки лампы $Л_2$ изменення потенциала катода этой лампы ограннчены. Следовательно, лампа $Л_1$ работает при почти постоянном напряженни на аноде.

Это обстоятельство и создает условия для получения очень большого усиления на триодах, входящих в каскодный усилитель, близкого по величине к усилению, получаемому на пентодах. Применение триодов позволяет избежать такого существенного недостатка пентодного усилителя, как большой уровень собственных шумов.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ПАРАМЕТРОВ КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Для определения эквивалентных параметров каскодного усилителя используем уравнение для переменной составляющей анодного тока триода в линейном режиме

$$I_а = SU_{с.к} + \frac{1}{R_i} U_{а.к}, \tag{1}$$

где $I_а$ — переменная составляющая анодного тока;
$U_{с.к}$ — переменная составляющая напряжения между выводами сетки и катода триода;
$U_{а.к}$ — переменная составляющая напряжения на участке анод—катод триода;
S — крутизна;
R_i — внутреннее сопротивление триода.

В соответствии с этим уравнением переменная составляющая анодного тока лампы $Л_1$ каскодного усилителя определяется выражением

$$I_{а1} = S_1 U_{с1} + \frac{1}{R_{i1}} U_{а1}, \tag{2}$$

а для лампы $Л_2$

$$I_{а2} = S_2(-U_{а1}) - \frac{1}{R_{i2}} (I_{а2} R_а + U_{а1}). \tag{3}$$

Знак минус в первом слагаемом правой части равенства (3) поставлен потому, что сигнал приложен не к управляющей сетке, а к катоду лампы $Л_2$; минус во втором слагаемом равенства (3) получается потому, что выражение для напряжения $U_{а.к2}$ лампы $Л_2$ имеет вид:

$$U_{а.к2} = E_а - I_{а2} R_а - U_{а1}.$$

Напряжение анодного питания $E_а$ не имеет переменной составляющей, и следовательно, не оказывает влияния на переменную составляющую анодного тока триода. Это слагаемое можно опустить. Тогда выражение для $U_{а.к2}$, подставляемое во второй член уравнения (3), приобретает вид:

$$U_{а.к2} = -(I_{а2} R_а + U_{а1}).$$

Найдем из уравнения (2) значение $U_{а1}$. В дальнейшем расчет ведется в предположении, что при всех изменениях входного напряжения сеточные токи обеих ламп отсутствуют.

Вследствие этого $I_{а1} = I_{а2} = I_а$, и можно записать:

$$U_{а1} = I_а R_{i1} - S_1 U_{с1} R_{i1}.$$

Подставив это выражение в уравнение (3), получим:

$$I_а = S_2(R_{i1} S_1 U_{с1} - I_а R_{i1}) - \frac{1}{R_{i2}} (I_а R_а + I_а R_{i1} - R_{i1} S_1 U_{с1}).$$

Отсюда следует, что переменная составляющая анодного тока каскодного усилителя, образованного лампами $Л_1$ и $Л_2$,

$$I_а = \frac{R_{i1} S_1 (R_{i2} S_2 + 1) U_{с1}}{R_а + R_{i1}(R_{i2} S_2 + 1) + R_{i2}}.$$

Преобразуем это выражение, используя известное соотношение между параметрами триода $\mu = SR_i$:

$$I_а = \frac{\mu_1 (\mu_2 + 1) U_{с1}}{R_а + R_{i1}(\mu_2 + 1) + R_{i2}}. \tag{4}$$

Полученное выражение по своей структуре аналогично выражению, связывающему переменную составляющую анодного тока и

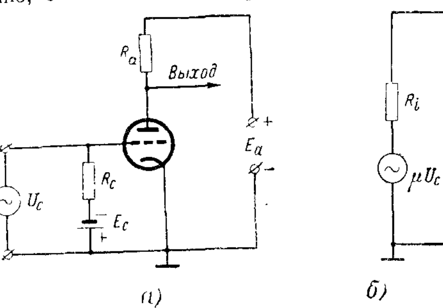


Рис. 2. Триодный усилитель с омической нагрузкой.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

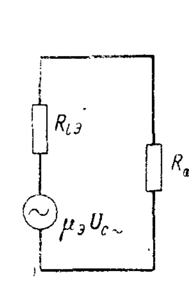


Рис. 3. Эквивалентная схема каскодного усилителя.

входное напряжение сигнала обычного триодного усилителя, принципиальная и эквивалентная схемы которого приведены на рис. 2. Для такой схемы

$$i_а = \frac{\mu U_с}{R_а + R_i}.$$

Сравнение обеих формул позволяет сделать вывод, что для каскодного усилителя верна эквивалентная схема обычного триодного усилителя, в которой вместо статических параметров триода использованы эквивалентные статические параметры каскодного усилителя. В приведенной на рис. 3 эквивалентной схеме эквивалентный коэффициент усиления

$$\mu_э = \mu_1 (\mu_2 + 1), \tag{5}$$

а выражение для эквивалентного внутреннего сопротивления усилителя имеет вид:

$$R_{iэ} = R_{i1}(\mu_2 + 1) + R_{i2}. \tag{6}$$

Из формулы, связывающей величины статических параметров, найдем эквивалентную крутизну вольт-амперной харатеристики каскодного усилителя:

$$S_э = \frac{\mu_э}{R_{iэ}} = \frac{\mu_1(\mu_2+1)}{R_{i1}(\mu_2+1)+R_{i2}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на R_{i1}, получим:

$$S_э = S_1 \frac{\mu_2+1}{\mu_2+1+\frac{R_{i2}}{R_{i1}}}. \quad (7)$$

Чаще всего в каскодных усилителях применяются либо двойные триоды, либо одинаковые по своим параметрам одиночные триоды. В этом случае формулы (5), (6) и (7) для эквивалентных параметров каскодного усилителя соответственно приобретают вид:

$$\mu_э = \mu(\mu+1);$$

$$R_{iэ} = R_i(\mu+2);$$

$$S_э = S\frac{\mu+1}{\mu+2}$$

или приближенно

$$\mu_э \approx \mu^2;$$

$$R_{iэ} \approx R_i\mu;$$

$$S_э \approx S$$

Последние выражения наиболее наглядно показывают отличие эквивалентных статических параметров каскодного усилителя от статических параметров триода.

На основании полученных выражений для эквивалентных параметров каскодного усилителя можно произвести сравнение свойств каскодного усилителя на триодах и пентодного усилительного каскада. Величина эквивалентного статического коэффициента усиления каскодного усилителя приблизительно равна произведению статических коэффициентов усиления применяемых триодов. В случае одинаковых триодов она равна квадрату статического коэффициента усиления триода. Обычно для усилительных триодов величина μ лежит в пределах от 20 до 100. Следовательно, возможные значения $\mu_э$ могут составлять от 400 до 10 000. Примерно в этих же пределах лежит и величина статического коэффициента усиления пентода.

Эквивалентное внутреннее сопротивление каскодного усилителя больше внутреннего сопротивления первого триода приблизительно в μ_2 раз. Так как большинство усилительных триодов имеет внутреннее сопротивление в пределах от 4 до 120 *ком*, то каскодный усилитель может обладать внутренним сопротивлением от 80 *ком* до 12 *Мом*. Пентоды имеют величину R_i от 10 *ком* до 2,5 *Мом*. Таким образом, и по этому параметру наблюдается соответствие каскодного усилителя пентодному, причем верхний предел величины R_i в каскодном усилителе даже выше, чем у пентода. Последнее обстоятельство позволяет использовать каскодный усилитель для получения очень большого усиления в узкополосных системах.

Величина эквивалентной крутизны характеристики каскодного усилителя примерно равна величине крутизны характеристики первого триода. Как следует из уравнения (7), даже при применении в каскодном усилителе двух различных триодов, внутренние сопротивления которых отличаются в несколько раз, эквивалентная крутизна будет незначительно отличаться от S_1 при достаточно больших величинах μ_2. Крутизна характеристики современных усилительных триодов различна и у некоторых типов достигает 45 *ма/в*. Пентоды имеют крутизну до 30 *ма/в*. Следует отметить, что в каскодном усилителе нередко применяются пентоды в триодном включении, крутизна характеристики при этом на 20—30% выше, чем при пентодном включении. Увеличение крутизны характеристик пентода в триодном включении объясняется тем, что в этом случае ток экранирующей сетки лампы используется в цепи анодной нагрузки. Таким образом, при применении в каскодном усилителе двух пентодов в триодном включении эквивалентная крутизна характеристики усилителя может превышать крутизну пентода на 20—30%.

Из приведенного анализа видно, что статические параметры каскодного усилителя либо соответствуют статическим параметрам пентода, либо превосходят их. При этом каскодный усилитель имеет такое важное преимущество перед пентодом, как значительно меньшая величина шумов. Собственные шумы каскодного усилителя примерно равны шумам одного триода, которые в 3—5 раз меньше шумов пентода, обладающего такой же крутизной характеристики.

3. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Коэффициент усиления каскодного усилителя определяется как отношение переменной составляющей напряжения на анодной нагрузке R_a триода $Л_2$ к переменной составляющей напряжения входного сигнала U_{c1}, приложенного к сетке лампы $Л_1$:

$$K = \frac{U_{a2}}{U_{c1}}.$$

Подставляя вместо U_{a2} его значение

$$U_{a2} = i_a R_a,$$

с учетом равенства (4) получаем:

$$K = \frac{\mu_1(\mu_2+1)R_a}{R_a+R_{i1}(\mu_2+1)+R_{i2}}; \quad (8)$$

$$K = \frac{\mu_э R_a}{R_a+R_{iэ}}. \quad (9)$$

Разделив числитель и знаменатель правой части равенства (9) на R_a, получим еще одно выражение для коэффициента усиления схемы

$$K = \frac{\mu_э}{1+\frac{R_{iэ}}{R_a}}. \quad (10)$$

Из этого выражения видно, что при выполнении условия $R_a \gg R_{iэ}$ коэффициент усиления каскодного усилителя становится близок к величине эквивалентного статического коэффициента усиления каскодного усилителя. В реальных случаях реализовать это максимальное значение усиления бывает весьма трудно.

В усилителях низкой частоты увеличение омического сопротивления нагрузки обычно сопряжено с увеличением требуемого напряжения анодного питания E_a. Это необходимо для сохранения выбранного положения рабочей точки, а следовательно, и всех статических параметров усилителя. Положение это справедливо в равной мере и для пентодных усилителей. В узкополосных резонансных усилителях величина R_a, выполняемая в виде активного сопротивления резонансного контура, ограничивается только доступной величиной добротности контура.

Из сказанного следует, что в узкополосных системах каскодные усилители позволяют реализовать очень большое усиление.

В широкополосных каскодных усилителях обычно выполняется условие $R_a \ll R_{iэ}$. В этом случае удобнее применять расчетную формулу, получаемую делением числителя и знаменателя правой части выражения (9) на $R_{iэ}$:

$$K = \frac{S_э R_a}{1 + \frac{R_a}{R_{iэ}}}. \quad (11)$$

В случае малой величины R_a по сравнению с $R_{iэ}$ вторым слагаемым в знаменателе выражения (11) можно пренебречь. Тогда коэффициент усиления

$$K \approx S_э R_a. \quad (12)$$

Это выражение хорошо известно из теории пентодных усилителей, для которых обычно выполняется условие $R_a \ll R_i$. Из выражения (7) следует, что крутизна характеристики каскодного усилителя в основном определяется крутизной первого триода. Значит, для достижения наибольшего коэффициента усиления в широкополосном каскодном усилителе следует выбирать в качестве лампы $Л_1$ триод с возможно большей крутизной характеристики. Попутно заметим, что чем больше крутизна характеристики триода, тем меньше его собственные шумы, что нередко играет решающую роль в широкополосных усилителях.

4. УСТОЙЧИВОСТЬ КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Одним из наиболее существенных качеств любого усилителя, особенно предназначенного для усиления высоких частот, является его устойчивость. Рассмотрим для примера резонансный каскодный усилитель, во входной и выходной цепях которого имеются резонансные контуры.

При анализе вопроса устойчивости решающую роль играет возможность связи выхода с входом через проходные емкости ламп. Существует много других путей паразитных обратных связей, но все они могут быть устранены при рациональном монтаже и конструкции.

Рассмотрим устойчивость усилителя с заземленной сеткой и устойчивость усилителя с заземленным катодом по отдельности, но с учетом влияния их друг на друга в каскодной схеме.

Необходимо остановиться на некоторых особенностях усилителя с заземленной сеткой. Эквивалентная схема усилителя приведена на рис. 4, *а*. Источник сигнала с э.д.с. $E_г$ и эквивалентным внутренним сопротивлением $R_г$ подключен к катоду лампы усилителя

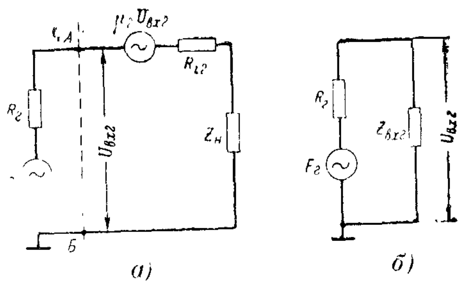


Рис. 4. Усилитель с заземленной сеткой.

а — полная эквивалентная схема; *б* — эквивалентная схема без входной цепи.

(точка *А*). Триод заменен эквивалентной схемой с источником э.д.с. $\mu_2 \dot U_{вх2}$ и внутренним сопротивлением R_{i2}, причем эквивалентная э.д.с. триода и напряжение $\dot U_{вх2}$ действуют синфазно. На рис. 4, *б* приведена эквивалентная схема входной цепи триода, в которой $Z_{вх2}$ — полное входное сопротивление правой части эквивалентной схемы, изображенной на рис. 4, *а* (правее точек *АБ*). Очевидно, что прикладываемое к катоду триода напряжение $\dot U_{вх2}$ зависит от соотношения сопротивлений $R_г$ и $Z_{вх2}$. Из эквивалентной схемы следует, что

$$\dot U_{вх2} = \dot I_a Z_{вх2}. \quad (13)$$

С другой стороны, из рис. 4, *а* видно, что

$$\dot I_a = \frac{\dot U_{вх2} + \mu_2 \dot U_{вх2}}{R_{i2} + Z_н}. \quad (14)$$

Подставляя это выражение в формулу (13), получим:

$$\dot U_{вх2} = \frac{\dot U_{вх2} + \mu_2 \dot U_{вх2}}{R_{i2} + Z_н} Z_{вх2}.$$

Отсюда

$$Z_{вх2} = \frac{Z_н + R_{i2}}{1 + \mu_2}. \quad (15)$$

Из последнего выражения видно, что входное сопротивление усилителя с заземленной сеткой зависит от сопротивления нагрузки, т. е. в таком усилителе имеется внутренняя обратная связь.

В формуле (15) сопротивление выходного контура $Z_{н}$ следующим образом зависит от расстройки контура:

$$Z_{н} = \frac{\rho_2}{d_{э2} + jy}, \qquad (15а)$$

где $\rho_2 = \frac{1}{\omega_0 C_2}$ — волновое сопротивление контура;

C_2 — полная емкость контура;

y — относительная расстройка контура,

$$y = \frac{f - f_0}{f_0},$$

где f — текущая частота;

f_0 — резонансная частота контура.

В формуле для $Z_{н}$ числитель и знаменатель можно умножить на комплексно сопряженную величину знаменателя $d_{э2} - jy$. Тогда получим отдельно активную составляющую $R_{н}$ и реактивную составляющую $jX_{н}$ сопротивления

$$Z = \frac{\rho_2 (d_{э2} - jy)}{d_{э2}^2 + y^2};$$

$$R_{н} = \frac{\rho_2 d_{э2}}{d_{э2}^2 + y^2} \text{ и } jX_{н} = -j \frac{\rho_2 y}{d_{э2}^2 + y^2}.$$

Зависимость этих величин от расстройки контура показана на рис. 5, *а*. При резонансе ($y=0$) сопротивление контура $Z_{н}$ равно величине $R_{э.н} = \rho_2 / d_{э2}$.

Входное сопротивление усилителя с заземленной сеткой $Z_{вх2}$ также имеет активную и реактивную составляющие, которые можно найти, преобразовав формулу (15) следующим образом:

$$Z_{вх2} = \frac{1}{S_2} + \frac{R_{н}}{1 + \mu_2} + j \frac{X_{н}}{1 + \mu_2}.$$

Очевидно,

$$R_{вх2} = \frac{1}{S_2} + \frac{R_{н}}{1 + \mu_2},$$

$$jX_{вх2} = j \frac{X_{н}}{1 + \mu_2}.$$

Эти составляющие входного сопротивления показаны на рис. 5, *б*.

Формулу для активной составляющей можно записать и так:

$$R_{вх2} \approx \frac{1 + \frac{R_{н}}{R_{i2}}}{S_2}.$$

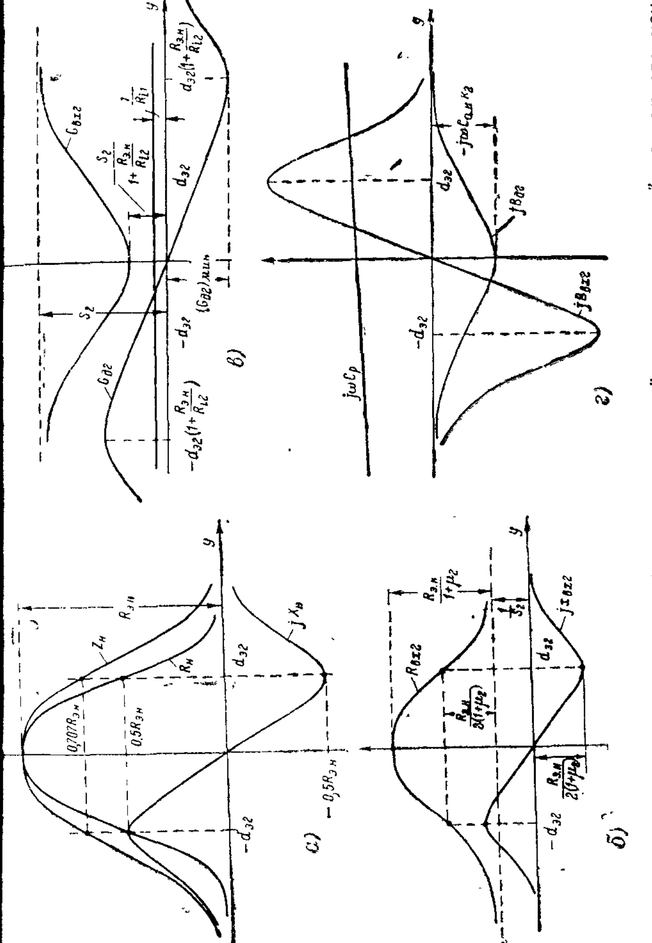


Рис. 5. Зависимость сопротивлений и проводимостей различных цепей каскодного усилителя от расстройки выходного контура.

а — активного и реактивного сопротивления выходного контура; *б* — активного и реактивного входного сопротивления лампы $Л_2$ без учета обратной связи через емкость $C_{а.к}$; *в* — активной проводимости входной цепи лампы $Л_2$ с учетом обратной связи через емкость $C_{а.к}$; *г* — реактивной проводимости входной цепи лампы $Л_2$ с учетом обратной связи через емкость $C_{а.с}$.

При $R_н \ll R_{i2}$ получим $R_{вх2} \approx 1/S_2$, но обычно $R_н$по порядку величины близко к R_{i2}, поэтому полное представление о входном сопротивлении усилителя с заземленной сеткой дает рис. 5, *б*.

Вследствие низкого входного сопротивления усилителя его коэффициент усиления по мощности мал. Поэтому там, где желательно иметь малые собственные шумы, применение усилителя с заземленной сеткой имеет тот недостаток, что вследствие малого коэффициента усиления по мощности сильно сказываются шумы последующих каскадов (см. § 8). Малое входное сопротивление также ограничивает область применения усилителей с заземленной сеткой в тех случаях, когда на входе надо иметь относительно узкополосный настроенный контур. Все же на частотах УКВ диапазона усилители с заземленной сеткой находят довольно широкое применение ввиду их высокой устойчивости.

Как было показано ранее, эквивалентное внутреннее сопротивление каскодного усилителя

$$R_{iэ} = R_{i2} + R_{i1}(1+\mu_2).$$

Для усилителя с заземленной сеткой, эквивалентная схема которого приведена на рис. 4, можно вывести аналогичное выражение для выходного сопротивления

$$R_{вых} = R_{i2} + R_г(1+\mu_2)\,.$$

В случае использования усилителя с заземленной сеткой в каскодной схеме $R_г = R_{i1}$.

Таким образом, в усилителе с заземленной сеткой входное сопротивление зависит от сопротивления нагрузки, а выходное — от внутреннего сопротивления источника сигнала $R_г$. Коэффициент усиления по напряжению усилителя с заземленной сеткой

$$K_2 = \frac{\dot U_{вых2}}{\dot U_{вх2}},$$

где $\dot U_{вых2}$ — напряжение на выходе усилителя с заземленной сеткой.

Так как $\dot U_{вых} = \dot I_а Z_н$, то с учетом зависимости (14) получим:

$$K_2 = \frac{(1+\mu_2)\,Z_н}{R_{i2}+Z_н} \quad \text{или} \quad K_2 \approx \frac{S_2 Z_н}{1+\frac{Z_н}{R_{i2}}},$$

так как обычно $1+\mu_2 \approx \mu_2$.

Рассмотрим вопрос устойчивости. В усилителе с заземленной сеткой проходной емкостью является емкость $C_{а.к}$. Значение этой емкости у приемно-усилительных триодов достаточно велико. Обычно оно лишь в несколько раз меньше емкости $C_{а.с}$. Только у специальных маячковых триодов, применяемых в дециметровом диапазоне частот, эта емкость значительно уменьшена. Тем не менее усилители с заземленной сеткой, построенные даже на обычных лампах, очень устойчивы. Причиной этого является также и то, что полное сопротивление цепи между катодом и заземленной точкой по переменному току очень мало, и поэтому наводимое через емкость $C_{а.к}$ напряжение на этом сопротивлении также мало.

Влияние емкости $C_{а.к}$ эквивалентно наличию некоторой комплексной проводимости между катодом и сеткой лампы. Эту проводимость называют динамической входной проводимостью. Через емкость $C_{а.к}$ течет ток

$$\dot I_{с2} = \dot U_{а.к}\, j\,\omega\, C_{а.к}\,,$$

где $\dot U_{а.к}$ — напряжение между анодом и катодом, равное:

$$\dot U_{а.к} = \dot U_{вх2} - \dot U_{вых2}\,.$$

Выходное напряжение $\dot U_{вых2}$ связано с входным $\dot U_{вх2}$ через коэффициент усиления K_2. Поэтому можно записать:

$$\dot U_{вых2} \approx \dot U_{вх2}\frac{S_2 Z_н}{1+\frac{Z_н}{R_{i2}}}\,.$$

С учетом всего этого ток через емкость $C_{а.к}$ будет:

$$\dot I_{с2} = j\,\omega\, C_{а.к}\,\dot U_{вх2}\left(1 - \frac{S_2 Z_н}{1+\frac{Z_н}{R_{i2}}}\right).$$

Току $\dot I_{с2}$ соответствует определенная величина проводимости:

$$\frac{\dot I_{с2}}{\dot U_{вх2}} = j\,\omega\, C_{а.к} - j\,\omega\, C_{а.к}\, S_2 \frac{Z_н}{1+\frac{Z_н}{R_{i2}}}\,. \qquad (16)$$

Первое слагаемое в правой части этого выражения представляет собой проводимость емкости $C_{а.к}$, а второе слагаемое — комплексную динамическую входную проводимость, в составе которой есть активная и реактивная составляющие

$$Y_{д2} = G_{д2} + jB_{д2}\,,$$

где $Y_{д2}$ — комплескная динамическая входная проводимость усилителя с заземленной сеткой;

$G_{д2}$ — активная составляющая этой проводимости;

$jB_{д2}$ — ее реактивная составляющая.

Подставляя в формулу (16) значение $Z_н$ из выражения (15а) и избавляясь от мнимости в знаменателе полученного выражения, найдем формулы для активной и реактивной составляющих входной динамической проводимости:

$$\left.\begin{aligned} G_{д2} &= -\,\omega\, C_{а.к}\, S_2\, \rho_2 \frac{y}{d_{э2}^2\left(1+\frac{R_{э.и}}{R_{i2}}\right)^2 + y^2}\,; \\ jB_{д2} &= -\,j\omega C_{а.к}\, S_2\, \rho_2 \frac{d_{э2}\left(1+\frac{R_{э.и}}{R_{i2}}\right)}{d_{э2}^2\left(1+\frac{R_{э.и}}{R_{i2}}\right)^2 + y^2}\,. \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Величина активной составляющей входной динамической проводимости может принимать как положительные, так и отрицательные значения в зависимости от направления расстройки (знака y). При $y<0$ (усиливаемая частота ниже резонансной частоты контура и сопротивление контура носит индуктивный характер) $G_{д2}>0$, и во входную цепь лампы $Л_2$ будет вноситься дополнительное затухание, т. е. имеет место случай отрицательной обратной связи. При $y>0$ проводимость $G_{д2}<0$, и потери во входной цепи лампы $Л_2$ компенсируются за счет обратной связи через емкость $C_{а.к}$ Обратная связь при этом является положительной. Если общая проводимость входной цепи лампы $Л_2$ при какой-либо величине расстройки y станет отрицательной, то наступит самовозбуждение.

Суммарная активная проводимость входной цепи лампы $Л_2$ состоит из суммы активной входной проводимости лампы $Л_2$ при отсутствии обратной связи через емкость $C_{а.к}$, выходной проводимости лампы $Л_1$ и активной динамической входной проводимости лампы $Л_2$. На рис. 5, *в* приведены графики частотной зависимости всех перечисленных составляющих. Проводимость $G_{вх2}$ определяется значениями $R_{вх2}$ и $jX_{вх2}$ (рис. 5, *б*) и может быть вычислена по формуле

$$G_{вх2} = \frac{R_{вх2}}{R^2_{вх2} + X^2_{вх2}}.$$

Показанной на рис. 5, *в* величиной выходной проводимости лампы $Л_1$ обычно можно пренебречь, так как $\frac{1}{R_{i1}} \ll G_{вх2}$. Активная динамическая проводимость $G_{д2}$ принимает минимальное значение при расстройке выходного контура, равной:

$$y = d_{э2}\left(1 + \frac{R_{э.н}}{R_{i2}}\right).$$

Подставив это значение y в формулу (17), найдем, что минимальная активная составляющая динамической проводимости

$$(G_{д2})_{мин} = -\,\omega\, C_{а.к}\, S_2\, \rho_2 \frac{1}{2d_{э2}\left(1 + \frac{R_{э.н}}{R_{i2}}\right)}.$$

Следует отметить, что при $\frac{R_{э.н}}{R_{i2}} \ll 1$ величина $G_{вх2} \approx S_2$, а минимум динамической проводимости $(G_{д2})_{мин}$ имеет место при $y = d_{э2}$.

При увеличении отношения $\frac{R_{э.н}}{R_{i2}}$ величина $G_{вх2}$ уменьшается, а положение минимума смещается вправо вдоль оси y.

Проводимость $G_{вх2}$ всегда положительна, а $(G_{д2})_{мин}$ отрицательна. Поэтому, если минимум суммарной проводимости наступает в частном случае на резонансной частоте, всегда соответствующей минимуму проводимости $G_{вх2}$, то значение суммарной проводимости в этой точке всегда положительно.

Наибольшая опасность самовозбуждения имеет место при расстройке $y = d_{э2}\left(1 + \frac{R_{э.н}}{R_{i2}}\right)$, близкой к минимуму функции $G_{д2}$.

Такому значению расстройки всегда соответствует пологий участок кривой $G_{вх2}$. Обычно $R_{э.н}$ меньше R_{i2}. В этом случае при расстройке $y = d_{э2}\left(1 + \frac{R_{э.н}}{R_{i2}}\right)$ можно принять

$$G_{вх2} = S_2.$$

Таким образом, с оговоренными выше допущениями условие отсутствия самовозбуждения можно записать как

$$S_2 + (G_{д2})_{мин} \geqslant 0.$$

Подставляя вместо $(G_{д2})_{мин}$ его значение, получим:

$$S_2 = \omega C_{а.к} S_2 \rho_2 \frac{1}{2d_{э2}\left(1 + \frac{R_{э.н}}{R_{i2}}\right)}.$$

Так как $\rho_2 = R_{э.н} d_{э2}$, то неравенство можно преобразовать следующим образом:

$$\omega C_{а.к} \frac{S_2 R_{э.н}}{1 + \frac{R_{э.н}}{R_{i2}}} \leqslant 2S_2.$$

Дробь в левой части этого неравенства есть не что иное, как коэффициент усиления K_2 при резонансной частоте (см. выше). Поэтому условие отсутствия самовозбуждения принимает вид:

$$K_2 \leqslant \frac{2S_2}{\omega C_{а.к}}.$$

Сравнивая это выражение с широко известным условием отсутствия самовозбуждения каскада с заземленным катодом, имеющего на входе и на выходе одинаковые резонансные контуры

$$K_0 \quad \sqrt{\frac{2S}{\omega\, C_{а.с}}},$$

можно прийти к выводу, что при одинаковых значениях емкостей $C_{а.с} = C_{а.к}$ и одинаковых величинах крутизны $S_2 = S$ усилитель с заземленной сеткой может обеспечить бо́льшее усиление, чем усилитель с заземленным катодом.

В более широком смысле под устойчивостью усилителя с заземленной сеткой подразумевают не только отсутствие самовозбуждения, но и ограниченное влияние обратной связи через емкость $C_{а.к}$ на величину и характер входной проводимости лампы $Л_2$. Поэтому вводится понятие коэффициента устойчивости $k_у$, который характеризует, насколько далек усилитель от самовозбуждения.

Окончательная формула для проверки устойчивости усилителя с заземленной сеткой, входящего в состав каскодного усилителя, имеет вид:

$$K_2 \leqslant \frac{2S_2(1-k_у)}{\omega C_{а.к}}. \tag{18}$$

Обычно принимают $k_у=0,8 \div 0,9$. При таком выборе $k_у$ входная проводимость может изменяться за счет связи через емкость $C_{а.к}$ не более чем на 10—20%.

Пример. Определим допустимый коэффициент усиления каскада с заземленной сеткой, входящего в состав каскодного усилителя, выполненного на лампе 6Н14П.

Для этой лампы $C_{а.к}=0,3$ *пф* и $S_1=S_2=6,8$ *ма/в*. Резонансную частоту контура примем равной 30 *Мгц*. Зададимся величиной коэффициента устойчивости $k_у=0,85$. Тогда

$$K_2 \leqslant \frac{2S_2(1-k_у)}{\omega C_{а.к}} = \frac{2 \cdot 6,8 \cdot 10^{-3}(1-0,85)}{2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 10^6 \cdot 0,3 \cdot 10^{-12}} = 37.$$

Это довольно высокое значение допустимого коэффициента усиления на такой частоте.

Рассмотрим теперь устойчивость усилителя с заземленным катодом, входящего в состав каскодного усилителя. На входе этого усилителя имеется резонансный контур, аналогичный резонансному контуру на выходе усилителя с заземленной сеткой. Зависимости активного и реактивного сопротивлений входного контура от расстройки имеют вид, показанный на рис. 5, *а*, с той лишь разницей, что при других величинах затухания входного контура $d_{э1}$ и волнового сопротивления ρ_1 изменится масштаб этих кривых. При резонансе сопротивление этого контура

$$R_{э1} = \frac{\rho_1}{d_{э1}},$$

а активная проводимость

$$G_{вх1} = \frac{1}{R_{э1}}.$$

Нагрузкой усилителя с заземленным катодом служит полное входное сопротивление Z_0 усилителя с заземленной сеткой, которое в общем случае имеет активную R_0 и реактивную jX_0 составляющие. Эти составляющие связаны с полными проводимостями следующими соотношениями:

$$R_0 = \frac{G_0}{G_0^2 + B_0^2}; \quad jX_0 = -\frac{jB_0}{G_0^2 + B_0^2},$$

где G_0 — суммарная активная проводимость входной цепи лампы $Л_2$ (она может быть найдена как графически из рис. 5, *в* так и аналитически $G_0=G_{вх2}+G_{д2}$, если вместо $G_{вх2}$ и $G_{д2}$ подставить их выражения, приведенные выше);

jB_0 — суммарная реактивная проводимость входной цепи лампы $Л_2$ (эта проводимость складывается из проводимости общей рас-

пределенной емкости $C_р$, куда входят емкость сетка — катод $C_{с.к.}$ лампы $Л_2$, емкость анод — катод $C_{а.к}$ лампы $Л_2$, емкость катод—накал $C_{к.н}$ лампы $Л_2$, выходная емкость $C_{вых}$ лампы $Л_1$ и емкость монтажа $C_м$).

Проводимость емкости $C_р$ равна $j\omega C_р$. Величина реактивной динамической входной проводимости усилителя с заземленной сеткой $jB_{д2}$ определяется формулой (17). Эта проводимость имеет индуктивный характер. Реактивная входная проводимость, которая имеет место благодаря отрицательной обратной связи через лампу в усилителе с заземленной сеткой, может быть найдена через известные уже зависимости входных активного $R_{вх2}$ и реактивного $X_{вх2}$ сопротивлений (см. рис. 5, *б*) по формуле

$$jB_{вх2} = -j\frac{X_{вх2}}{R_{вх2}^2 + X_{вх2}^2}.$$

Таким образом, суммарную реактивную проводимость можно представить в виде суммы

$$jB_0 = j\omega C_р + jB_{д2} + jB_{вх2}.$$

Все составляющие этой проводимости показаны на рис. 5, *г*.

Полное входное сопротивление Z_0 усилителя с заземленной сеткой может иметь как индуктивный, так и емкостный характер. Но по своей абсолютной величине сопротивление Z_0, как правило, значительно меньше внутреннего сопротивления R_{i1} первого триода. Поэтому с достаточной степенью точности коэффициент усиления каскада с заземленным катодом может быть выражен формулой

$$K_1 \approx S_1 Z_0.$$

Ток через проходную емкость $C_{а.с}$ первой лампы

$$\dot{I}_{с1} = \dot{U}_{а.с}\, j\omega C_{а.с},$$

где $\dot{U}_{а.с}$ — напряжение между анодом и сеткой, $\dot{U}_{а.с}=\dot{U}_{вх1}-\dot{U}_{вых1}$.

С учетом того, что знак напряжения на выходе усилителя с заземленным катодом изменяется на обратный, можно записать:

$$\dot{U}_{вых1} = -\dot{U}_{вх1} K_1 = -\dot{U}_{вх1} S_1 Z_0.$$

Тогда

$$\dot{I}_{с1} = j\omega C_{а.с}\dot{U}_{вх1}(1 + S_1 Z_0).$$

Току $\dot{I}_{с1}$ соответствует величина проводимости

$$\frac{\dot{I}_{с1}}{\dot{U}_{вх1}} = j\omega C_{а.с} + j\omega C_{а.с} S_1 Z_0.$$

Первое слагаемое в правой части этого равенства является проводимостью постоянной емкости $C_{а.с}$, которая добавляется к емкости входного контура. Второе слагаемое представляет собой комплексную динамическую входную проводимость $Y_{д1}$, которая имеет активную $G_{д1}$ и реактивную $jB_{д1}$ составляющие:

$$Y_{д1} = G_{д1} + jB_{д1}.$$

Представив сопротивление Z_0 в виде $Z_0 = R_0 + jX_0$, можно записать по отдельности выражения для активной и реактивной составляющих входной динамической проводимости

$$G_{д1} = -\omega C_{а.с} S_1 X_0; \quad jB_{д1} = j\omega C_{а.с} S_1 R_0.$$

Реактивная проводимость $jB_{д1}$ всегда имеет емкостный характер, т. е. к емкости входного контура за счет связи через емкость $C_{а.с}$ добавляется еще некоторая динамическая входная емкость, равная $C_{а.с} S_1 R_0$.

Так как

$$jX_0 = -j \frac{B_0}{G_0^2 + B_0^2},$$

то активную динамическую входную проводимость можно выразить через проводимости входной цепи лампы $Л_2$

$$G_{д1} = \omega C_{а.с} S_1 \frac{B_0}{G_0^2 + B_0^2}.$$

Условие отсутствия самовозбуждения можно записать так:

$$G_{вх1} + G_д \geqslant 0,$$

т. е. результирующая активная составляющая проводимости контура должна быть положительной.

Наиболее опасным является случай, когда входной контур настроен как раз на ту частоту, на которой активная составляющая входной динамической проводимости имеет минимальную величину. С учетом этого условие отсутствия самовозбуждения имеет вид:

$$\frac{1}{R_{э1}} + (G_{д1})_{мин} \geqslant 0.$$

Остается выяснить, при каких расстройках и какой величины имеет место минимум составляющей $G_{д1}$, и найти его величину. Для того чтобы величина $G_{д1}$ была отрицательной, величина B_0 также должна быть отрицательной, что соответствует индуктивному характеру проводимости входной цепи лампы $Л_2$. Из графиков на рис. 5, *г* видно, что минимум $G_{д1}$ может иметь место только при отрицательной расстройке ($y \leqslant 0$). Основное значение здесь имеет величина связи через емкость $C_{а.к}$ второй лампы и величина сопротивления нагрузки второй лампы $R_{э.н}$. Оценим порядок величин отдельных составляющих реактивной проводимости jB_0. Реальное значение емкости $C_{а.к}$ составляет в среднем около 0,5 *пф*. Тогда даже при максимально допустимом с точки зрения устойчивости значении коэффициента усиления, который в приведенном выше примере был равен $k_2 = 37$, минимальное значение входной динамической реактивной проводимости за счет емкости будет $-j\omega \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot 37$.

Проводимость за счет емкости $C_р$ будет не меньшей величины, так как $C_р$ обычно превышает 20 *пф*. Поэтому практически можно считать, что за счет входной динамической проводимости лампы $Л_2$ минимум проводимости $G_{д1}$ не приобретет отрицательного значения. Основное же влияние на проводимость $G_{д1}$ оказывает величина реактивной входной динамической проводимости за счет отрицательной обратной связи через лампу $Л_2$. Тогда с некоторым приближением полное сопротивление входной цепи лампы $Л_2$ (см. рис. 5, *г*) выражается формулой

$$Z_0 \approx \frac{1}{S_2} + \frac{\rho_2}{(1+\mu_2)(d_{э2} + jy)}.$$

Подставим это значение в формулу для комплексной входной динамической проводимости лампы $Л_1$

$$Y_{д1} = j\omega C_{а.с} S_1 \left[\frac{1}{S_2} + \frac{\rho_2}{(1+\mu_2)(d_{э2} + jy)}\right].$$

Умножив числитель и знаменатель второй дроби на сопряженную величину $d_{э2} - jy$, можно получить по отдельности выражения для активной и реактивной составляющих входной динамической проводимости:

$$\left.\begin{aligned} G_{д1} &= \omega C_{а.с} S_1 \frac{\rho_2 y}{(1+\mu_2)\left(d_{э2}^2 + y^2\right)}; \\ jB_{д1} &= j\omega C_{а.с} \left[\frac{S_1}{S_2} + \frac{S_1 \rho_2 d_{э2}}{(1+\mu_2)\left(d_{э2}^2 + y^2\right)}\right]. \end{aligned}\right\} \quad (19)$$

Нас интересует минимальное значение активной составляющей динамической проводимости $(G_{д1})_{мин}$. Этот минимум имеет место при расстройке $y = -d_{э2}$. Величина его равна:

$$(G_{д1})_{мин} = -\omega C_{а.с} S_1 \frac{\rho_2}{2(1-\mu_2)\,d_{э2}}.$$

Условие отсутствия самовозбуждения можно переписать так:

$$\frac{1}{R_{э1}} - \omega C_{а.с} S_1 \frac{\rho_2}{2(1-\mu_2)\,d_{э2}} \geqslant 0$$

или, подставляя $\rho_2 / d_{э2} = R_{э.н}$, получим:

$$\omega C_{а.с} R_{э1} S_1 R_{э.н} \leqslant 2(1+\mu_2).$$

В этой формуле произведение $S_1 R_{э.н}$ можно рассматривать как коэффициент усиления каскодного усилителя в целом, потому что обычно имеет место неравенство $R_{э.н} \ll R_{iэ}$, где $R_{iэ}$ — эквивалентное внутреннее сопротивление каскодного усилителя

Тогда условие отсутствия самовозбуждения

$$k \leqslant \frac{2(1+\mu_2)}{\omega C_{а.с} R_{э1}}.$$

В случае, если на входе и выходе каскодного усилителя имеются одинаковые контуры, $R_{э1}=R_{э.н}=R_э$. Поэтому, умножив числитель и знаменатель правой части неравенства на S_1, получим:

$$K \leqslant \frac{2(1+\mu_2)S_1}{\omega C_{а.с} K}.$$

Окончательно условие отсутствия самовозбуждения имеет вид:

$$K \leqslant \sqrt{\frac{2S_1(1+\mu_2)}{\omega C_{а.с}}}.$$

Но чтобы при отсутствии самовозбуждения также исключить влияние выходных цепей на входной контур, следует ввести в формулу коэффициент устойчивости $k_у$. Тогда формула для проверки каскодного усилителя на устойчивость приобретает вид:

$$K \leqslant \sqrt{\frac{2S_1(1+\mu_2)(1-k_у)}{\omega C_{а.с}}}. \quad (20)$$

Обычно $k_у=0{,}8 \div 0{,}9$. При этом результирующие параметры входного контура и, в частности, величина добротности изменяются вследствие обратной связи через емкость $C_{а.с}$ всего лишь на 10—20%.

Последняя формула применяется для проверки на устойчивость усилителя с заземленным катодом с учетом влияния усилителя с заземленной сеткой в случае их непосредственного соединения, как это имеет место в каскодном усилителе. Поэтому в формулу входят как параметры первой, так параметры второй лампы.

Пример. Определить допустимый коэффициент усиления каскодного усилителя на лампе 6Н14П, для которой $C_{а.с}=1{,}8$ *пф*, $\mu_1=\mu_2=25$ и $S_1=S_2=6{,}8$ *ма/в*.

Частота усиливаемого сигнала равна 30 *Мгц*. Коэффициент устойчивости примем равным $k_у=0{,}85$. Тогда по формуле (20)

$$K \leqslant \sqrt{\frac{2S_1(1+\mu_2)(1-k_у)}{\omega C_{а.с}}} = \sqrt{\frac{2\cdot 6{,}8\cdot 10^{-3}(1+25)(1-0{,}85)}{2\cdot 3{,}14\cdot 30\cdot 10^6\cdot 1{,}8\cdot 10^{-12}}} = 12{,}5.$$

Для широкополосного усилителя это вполне достаточная величина, но для узкополосного усилителя этого значения уже недостаточно. Поэтому в каскодном усилителе обычно нейтрализуют действие емкости $C_{а.с}$ одним из способов, показанных ниже на конкретных примерах. Кроме того, иногда в анодную цепь лампы $Л_1$ включают добавочный резонансный контур, настройкой которого также можно несколько повысить устойчивость каскодного усилителя.

Следует отметить, что для устойчивой работы каскодного усилителя требуется одновременное выполнение обоих условий (18) и (20). В случае, если одно из этих условий не выполняется, необходимо применить нейтрализацию соответствующей проходной емкости.

5. ВЫБОР ЛАМП ДЛЯ КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Наиболее общим требованием при выборе электронных ламп для каскодного усилителя является их коэффициент широкополосности, или добротность. Этот параметр характеризует возможность применения лампы для усиления в широкой полосе частот и равен максимально возможному значению произведения коэффициента усиления на полосу пропускания $(k\Delta f)_{макс}$. Из теории широкополосных усилителей известно, что для обеспечения требуемой полосы пропускания Δf сопротивление нагрузки не должно превышать предельного значения

$$R_{н.макс}=\frac{1}{2\pi\Delta f(C_{вх}+C_{вых})}, \quad (21)$$

где $C_{вх}$ и $C_{вых}$ — соответственно входная и выходная емкости ламп.

Значение сопротивления нагрузки $R_{н.макс}$ уменьшается при учете других емкостей, подключенных параллельно нагрузке (в том числе емкости монтажа и т. п.).

Коэффициент широкополосности для каскодного усилителя можно записать, воспользовавшись уравнением (12):

$$(K\Delta f)_{макс}=\frac{S_э}{2\pi(C_{вх}+C_{вых})}.$$

Если обе лампы каскодного усилителя одинаковы, то это выражение приобретает вид:

$$(K\Delta f)_{макс}=\frac{S}{2\pi(C_{вх}+C_{вых})}. \quad (22)$$

Из выражения (22) видно, что коэффициент широкополосности не зависит от усиливаемой частоты, величины сопротивления нагрузки и т. п., а определяется лишь крутизной и конструктивными емкостями ламп. Значения коэффициентов широкополосности для наиболее распространенных типов ламп приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметр лампы	6Ж4	6Ж4 (триодное включение)	6Ж1П	6Ж1П (триодное включение	6Ж9П	6Ж11П	6С3П, 6С4П	6Н14П	6Н23П
Величина $\frac{S}{C_{вх}+C_{вых}}$ $\frac{ма}{в\cdot пф}$	0,62	—	0,77	—	1,55	1,6	2,33[3]	1,66[2]	2,3
Эквивалентное сопротивление шумов, *ом*	700	220	1 800	380	350	250	200	700	300
Входное сопротивление, *ком*	2—6[1]	2—6[1]	12—25[1]	12—25[1]	5[1]	3[1]	7[1]	40[1,2]	0,5[4]

[1] На частоте 60 *Мгц*.
[2] Для второго триода.
[3] Для 6С3П.
[4] На частоте 200 *Мгц*.

К недостаткам каскодных усилителей относятся некоторые специфические требования, предъявляемые к лампам, используемым в них. Одним из таких требований является возможность работы при низких значениях анодного напряжения. Это требование вытекает из необходимости последовательного включения ламп, в результате чего к каждой из ламп может быть приложено не более половины напряжения источника питания. Вторым требованием является необходимость высокого сопротивления изоляции между нитью подогрева и катодом «верхней» лампы каскодного усилителя, потому что катод верхней лампы непосредственно соединен с анодом нижней лампы и, следовательно, находится под высоким потенциалом. Правда, эти требования не относятся к таким схемам резонансных каскодных усилителей, в которых по постоянному току лампы включены параллельно.

Разработаны специальные типы триодов, предназначенные для применения в каскодных усилителях. К числу их относится двойной триод типа 6Н14П. Одна половина этой лампы предназначена для работы в качестве усилителя с заземленным катодом. Для уменьшения индуктивности вывода ее катод соединен с двумя параллельно соединенными штырьками. Такая мера способствует повышению входного сопротивления лампы на высоких частотах, так как это сопротивление в сильной степени зависит от индуктивности катодного вывода. В лампе конструктивным путем удалось уменьшить емкость сетка — анод, сильно влияющую на устойчивость усилителя с заземленным катодом. Вторая половина лампы, предназначенная для работы в схеме с заземленной сеткой, имеет уменьшенную междуэлектронную емкость анод — катод. Электрические же параметры обоих триодов абсолютно идентичны.

Повышение устойчивости достигается также уменьшением емкостей между анодами триодов. По сравнению с другими лампами подобного типа в лампе 6Н14П усилена изоляция между катодом и нитью подогрева. Номинальное анодное напряжение для каждого триода равно 90 *в*, что позволяет использовать триоды в каскодном усилителе при стандартных источниках питания.

Другим типом специальной лампы является двойной триод 6Н23П. Он более универсален, так как оба его триода имеют практически одинаковые распределенные емкости. Триоды разделены электрическим экраном, имеющим отдельный вывод. Оба катода имеют по одному выводу. Это является причиной уменьшения входного сопротивления каскада с заземленным катодом по сравнению с лампой 6Н14П. Зато добротность лампы 6Н23П в 2,6 раза больше, чем лампы 6Н14П, что приводит к более высокой реальной чувствительности приемника с лампой 6Н23П во входном каскаде. Этому же способствует более низкое эквивалентное шумовое сопротивление (см. табл. 1). Следует отметить также, что лампа 6Н23П имеет наиболее высокое по сравнению с другими триодами отношение крутизны к постоянной составляющей анодного тока. Для триода 6Н23П величина S/I_0=0,85, а для 6Н14П она равна 0,65.

Величина отношения S/I_0 является показателем экономичности и эффективности управления анодным током. Емкость между анодами двух триодов не превышает 0,6 *пф*.

Хорошие результаты дает применение в каскодном усилителе

Таблица 2

Параметры лампы		6Н14П	6С3П	6С4П	6Н23П
Накал	Напряжение, *в*	6,3	6,3	6,3	6,3
	Ток, *а*	0,35	0,3	0,3	0,3
	Род накала	Косвенный	Косвенный	Косвенный	Косвенный
Номинальные электрические данные	Напряжение анода, *в*	90	150	150	90
	Сопротивление в цепи катода, *ом*	125[1]	100	100	85[1]
	Ток анода, *ма*	10,5[1]	16	16	15[1]
	Крутизна характеристики, *ма/в*	6,8[1]	19,5	19,5	12,7[1]
	Коэффициент усиления	25[1]	50	50	32,5
	Входное сопротивление[1], *ком*	40[2]	—	—	0,5[7]
	Эквивалентное сопротивление шумов, *ом*	700	200	200	300
Предельно допустимые значения	Наибольшее напряжение анода, *в*	180	160	160	300
	Мощность, рассеиваемая анодом, *вт*	1,5[1]	3	3	1,8
	Напряжение между катодом и подогревателем, *в*	250[3]	160[3]	160[3]	250
Междуэлектродные емкости	Входная	4,9[4] 2,6[5]	6,7	11,45[6]	3,6
	Выходная	2,9[4] 1,5[5]	1,65	3,75[6]	2
	Проходная	≤0,3[4] ≤1,8[6]	≤2,4	≤0,17[6]	1,55[8] 0,24[6]

[1] Для каждого триода.
[2] Для второго триода на частоте 60 *Мгц*.
[3] При отрицательном потенциале подогревателя.
[4] Для первого триода.
[5] Для второго триода
[6] В схеме с заземленной сеткой.
[7] На частоте 200 *Мгц*.
[8] В схеме с заземленным катодом.

ламп типа 6С3П и 6С4П. Оба этих триода имеют совершенно одинаковые электрические параметры, но конструктивно они выполнены различно. Триод типа 6С3П предназначен для работы в схеме с заземленным катодом и имеет уменьшенную индуктивность катодного вывода. У триода типа 6С4П, предназначенного для применения в схеме с заземленной сеткой, уменьшена индуктивность сеточного вывода. Вследствие различного конструктивного выполнения выводов различны и междуэлектродные емкости этих триодов.

По сравнению с двойным триодом 6Н14П триоды 6С3П и 6С4П имеют более высокое значение крутизны характеристики и, следовательно, меньшие шумы. Недостатками усилителей на двух таких отдельных триодах являются увеличение вдвое числа баллонов, увеличение мощности, расходуемой на подогрев, более высокое анодное напряжение (номинальное анодное напряжение для триодов 6С3П и 6С4П равно 150 *в*).

Параметры электронных ламп, предназначенных специально для применения в каскодных усилителях, приведены в табл. 2.

6. ПРИМЕР РАСЧЕТА КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Расчет каскодного усилителя в основном подобен расчету обычного усилителя. Для наглядности рассмотрим последовательность расчета основных параметров и режима каскодного усилителя на конкретном примере. Рассчитаем резонансный каскодный усилитель на лампе типа 6Н14П по основной схеме. Резонансная частота усилителя f_0=30 *Мгц*, полоса пропускания на уровне 0,707 Δf=5 *Мгц*. Схема усилителя представлена на рис. 6, *а*.

Нагрузкой усилителя служит резонансный контур, образованный катушкой L_1 и распределенными емкостями. Для получения заданной полосы пропускания контур зашунтирован сопротивлением R_5. Выбранная схема, в которой катушка индуктивности включена в

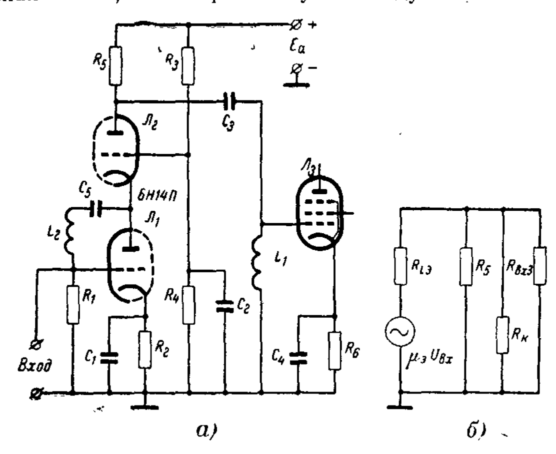


Рис. 6. Резонансный каскодный усилитель.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

сеточную цепь последующей лампы, а шунтирующее сопротивление — в анодную цепь рассматриваемой лампы, отличается быстрым восстановлением потенциала на разделительном конденсаторе C_3, который может зарядиться сеточными токами лампы $Л_3$ при перегрузках, вызываемых сильными сигналами.

После каскодного усилителя включен усилитель на лампе типа 6Ж1П, входное сопротивление и входная емкость которой должны быть учтены при расчете.

На рис. 6, *б* приведена эквивалентная схема рассчитываемого каскодного усилителя на резонансной частоте. В этом случае контур заменяется активным сопротивлением $R_к$. Для широкополосного усилителя сопротивление параллельного контура при реальных величинах добротности контура намного превышает величину шунтирующего сопротивления R_5.

Входное сопротивление $R_{вх}$ лампы типа 6Ж1П на частоте 30 *Мгц* составляет десятки килоом. Поэтому можно принять, что как по постоянному, так и по переменному току эквивалентное сопротивление нагрузки каскодного усилителя $R_{э.н}=R_5$. Таким образом, эта схема полностью аналогична основной схеме каскодного усилителя, приведенной на рис. 1.

Индуктивность L_1 анодного контура определяется из соотношения $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 (C_{вх3} + C_{вых2} + C_м)} =$$

$$= \frac{1}{(2\cdot 3,14\cdot 30\cdot 10^6)^2\cdot(4,35+2,9+8)\,10^{-12}} \approx 1,9 \text{ мкгн},$$

где $C_{вх3}$ =4,35 *пф* — входная емкость лампы $Л_3$;
$C_{вых2}$=2,9 *пф* — выходная емкость лампы $Л_2$;
$C_м$ — емкость монтажа (принимаем $C_м$ =8 *пф*).

Величину эквивалентного нагрузочного сопротивления на резонансной частоте находим по формуле, аналогичной формуле (22) и учитывающей емкость монтажа:

$$R_{э.н} = \frac{1}{2\pi\Delta f (C_{вх3} + C_{вых2} + C_м)} =$$

$$= \frac{1}{2\cdot 3,14\cdot 5\cdot 10^6 (4,35+2,9+8)\cdot 10^{-12}} = 2,1 \text{ ком}.$$

Принимаем R_5=2,2 *ком*.

Оба триода каскодного усилителя ставим в условия номинального режима для лампы типа 6Н14П. По статическим характеристикам этой лампы, приведенным на рис. 7, находим рабочую точку и определяем напряжение смещения

$$U_{а.к1} = U_{а.к2} = 90 \text{ в}; \quad I_{а0} = 10,5 \text{ ма};$$
$$U_{с.к1} = U_{с.к2} = -1,6 \text{ в}.$$

Чтобы получить такое напряжение смещения, сопротивление R_2 должно быть:

$$R_2 = \frac{U_{с.к1}}{I_{а0}} = \frac{1,6}{10,5 \cdot 10^{-3}} \approx 150 \text{ ом}.$$

Определяем напряжение на аноде лампы $Л_1$ относительно земли:

$$U_{а1} = U_{а.к1} + U_{с.к1} = 90 + 1,6 = 91,6 \text{ в}.$$

Делитель из сопротивлений R_3 и R_4 должен обеспечить требуемую величину напряжения смещения для лампы $Л_2$, равную $U_{с.к2} = -1,6$ *в*. Для этого потенциал сетки лампы $Л_2$ относительно земли должен быть:

$$U_{с2} = U_{а1} + U_{с.к2} = 91,6 + (-1,6) = 90 \text{ в}.$$

Значения сопротивлений R_3 и R_4 найдем, определив предварительно напряжение источника питания $E_а$. Для этого, зная величину сопротивления R_5, проведем через рабочую точку на семействе характеристик нагрузочную прямую, соответствующую этому сопротивлению. Точка пересечения этой прямой с горизонтальной осью покажет величину напряжения $U' = 116$ *в*.

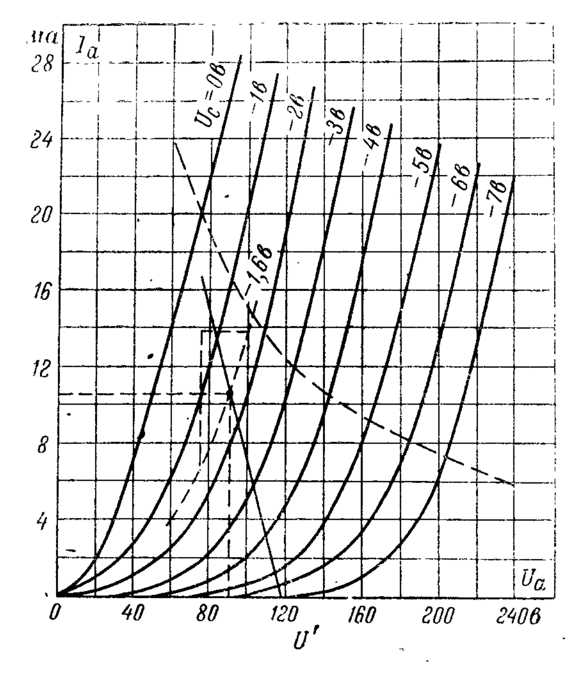


Рис. 7. Статические характеристики двойного триода 6Н14П.

Напряжение источника питания

$$E_а = U' + U_а = 116 + 91,6 = 207,6 \text{ в}.$$

Принимаем $E_а = 208$ *в*.

Величину сопротивлений R_3 и R_4 определяем, исходя из требуемого напряжения $U_{с2} = 90$ *в* и задаваясь суммарной величиной $R_3 + R_4 = 0,3$ *Мом* (ввиду отсутствия сеточных токов $R_3 + R_4$ обычно выбирается в пределах 0,1—1 *Мом*):

$$R_4 = \frac{U_{с2}(R_3 + R_4)}{E_а} = \frac{90 \cdot 0,3 \cdot 10^6}{208} \approx 130 \text{ ком};$$

$$R_3 = (0,3 - 0,13)\,10^6 = 170 \text{ ком}.$$

Определяем статические параметры триода μ, R_i и S в рабочей точке. Для этого на анодной характеристике строим параметрический треугольник в окрестностях рабочей точки и находим статические параметры как отношение соответствующих приращений:

$$S = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_с} = \frac{7,4 \cdot 10^{-3}}{1} = 7,4 \text{ ма/в} \quad \text{при} \quad \Delta U_а = 0;$$

$$\mu = \frac{\Delta U_а}{\Delta U_с} = \frac{26}{1} = 26 \text{ при } \Delta I_а = 0;$$

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} = \frac{26}{7,4 \cdot 10^{-3}} = 3,5 \text{ ком} \quad \text{при} \quad \Delta U_с = 0.$$

Полученные результаты можно проверить, используя соотношение между статическими параметрами триода

$$R_i = \frac{\mu}{S}.$$

Подставляя в эту формулу найденные значения μ и S, получим:

$$R_i = \frac{26}{7,4 \cdot 10^{-3}} \approx 3,5 \text{ ком}.$$

Далее находим эквивалентные статические параметры каскодного усилителя. Поскольку оба триода имеют одинаковые параметры, можно воспользоваться упрощенными формулами:

$$\mu_э \approx \mu^2 = 26^2 = 676;$$

$$R_{iэ} \approx R_i \mu = 3\,500 \cdot 26 = 91 \text{ ком};$$

$$S_э \approx S = 7,4 \text{ ма/в}.$$

Коэффициент усиления на резонансной частоте

$$K = SR_5 = 7,4 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^3 = 16,3.$$

Расчет блокировочных и разделительных конденсаторов производится обычным способом.

Нейтрализующая индуктивность L_2, образующая с проходной емкостью $C_{а.с1}$ первой лампы параллельный резонансный контур, позволяет повысить устойчивость. Для лампы $Л_1$ $C_{а.с1}=1{,}8$ *пф*. Величину индуктивности находим по формуле

$$L_2 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{а.с1}} = \frac{1}{(2\cdot 3{,}14\cdot 30\cdot 10^6)^2\cdot 1{,}8\cdot 10^{-12}} = 15\ мкгн.$$

7. РАСЧЕТ КАСКОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПО ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Выше было введено понятие о эквивалентных статических параметрах каскодного усилителя и определена их связь с известными статическими параметрами двух триодов. Однако аналитический метод расчета не всегда бывает удобен на практике, когда требуется выбрать режим, учитывая большое количество условий и ограничений. Весьма желательно иметь семейство статических характеристик каскодного усилителя в целом, по которым можно было бы выбрать рабочий режим и возможные области работы усилителя, оценить все ограничения, присущие данной схеме.

Статические характеристики каскодного усилителя (зависимость анодного тока $I_{а2}$ от анодного напряжения $U_{а2}$ при различных напряжениях смещения на сетке первой лампы $U_{с1}$ и неизменном потенциале сетки второй лампы $U_{с2}$) можно получить двумя способами. Первый способ заключается в экспериментальном снятии характеристик каскодного усилителя, показанного на рис. 1.

Сетка лампы $Л_2$ может быть присоединена либо к делителю из сопротивлений (рис. 1), обеспечивающему требуемое значение напряжения на сетке лампы $Л_2$ лишь при отсутствии сеточных токов, либо к отдельному источнику постоянного напряжения с низким внутренним сопротивлением. Подсоединение сетки лампы $Л_2$ к делителю встречается гораздо чаще. В этом случае при снятии характеристик необходимо взять суммарное сопротивление R_1+R_2 такой же величины, какая будет применяться в реальной схеме (обычно 0,1—1 *Мом*), и подключить этот делитель к источнику постоянного напряжения, которое должно оставаться неизменным при снятии всех характеристик. Практически при снятии характеристик сопротивления R_1 и R_2 следует взять одинаковой величины и подключить их к источнику постоянного напряжения, равного $2U_{с2}$. Анод лампы $Л_2$ соединяется через миллиамперметр с положительным зажимом источника постоянного напряжения с регулируемым выходом. Сетка лампы $Л_1$ через микроамперметр подключается к другому источнику постоянного напряжения с регулируемым выходом. Напряжение на сетке лампы $Л_1$ изменяется ступенями обычно через 1 *в* от нулевого значения до напряжения, соответствующего режиму, близкому к запиранию лампы $Л_1$. Кривые строятся по снятым точкам, которые находятся путем измерения тока $I_{а2}$ при разных значениях напряжения $U_{а2}$.

Процесс снятия семейства характеристик каскодного усилителя довольно трудоемок. Поэтому представляет интерес второй способ получения характеристик каскодного усилителя — путем построения их по известным статическим характеристикам ламп $Л_1$ и $Л_2$. Для общности будем считать, что лампы $Л_1$ и $Л_2$ обладают различными характеристиками, показанными на рис. 8, *а* и *б*.

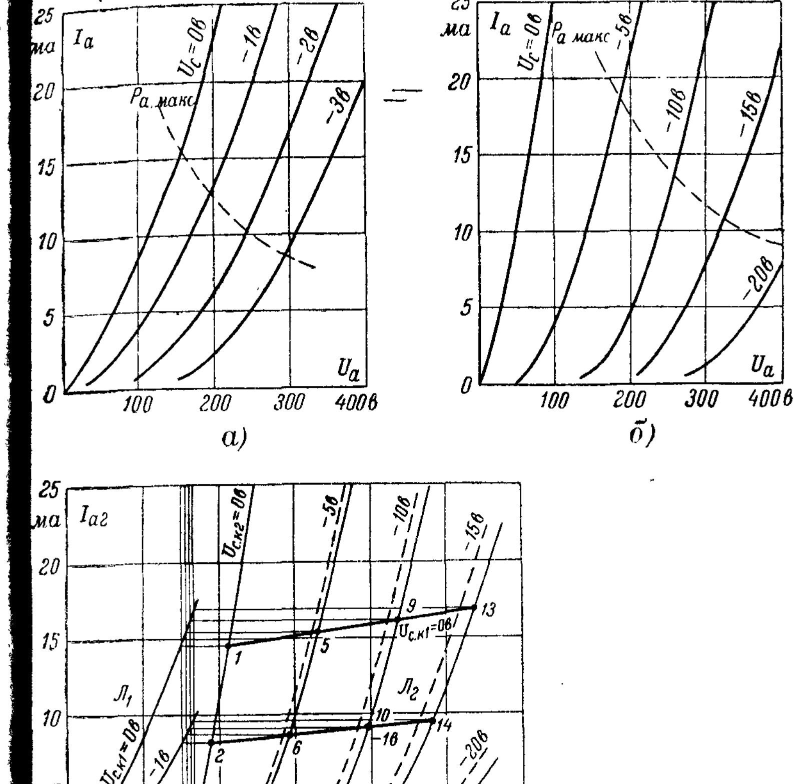


Рис. 8. Статические анодно-сеточные характеристики.

а — для лампы $Л_1$; *б* — для лампы $Л_2$; *в* — для каскодного усилителя.

Построение производится в следующей последовательности. В системе координат $I_{а2}$, $U_{а2}$ (рис. 8, *в*) строится часть семейства анодно-сеточных характеристик лампы $Л_1$ (рис. 8, *а*) для всех значений $U_{с1}$ и до значений $U_а$, несколько превышающих выбранную величину $U_{с2}$. Напряжение $U_{с2}$ обычно принимается равным номинальному анодному напряжению для лампы $Л_1$.

Затем на этом же чертеже строим семейство анодно-сеточных характеристик лампы $Л_2$ (рис. 8, *б*), но так, чтобы прежнее начало координат кривых этого семейства было смещено вдоль оси $U_а$ вправо на величину $U_{с2}$. Кривая семейства, соответствующая напряжению $U_{с.к2}=0$, начинается из этой смещенной точки. Каждая из остальных кривых семейства статических характеристик лампы $Л_2$, первоначальное положение которых показано на рис. 8, *в* пунктиром, дополнительно смещается вправо еще на величину $U_{с.к2}$. Это необходимо произвести по той причине, что смещение $U_{с.к2}$ для лампы $Л_2$ образуется лишь в результате соответствующего повышения напряжения на катоде лампы $Л_2$ и, следовательно, на аноде лампы $Л_1$. Семейство характеристик лампы $Л_2$ с учетом смещения показано на рис. 8, *в* сплошными линиями.

В точке $U_{а2}=U_{с2}$ восстанавливают перпендикуляр к оси напряжений и находят точки его пересечения с кривыми семейства характеристик лампы $Л_1$. Полученные точки (значения тока) переносят (проектируют) на кривую семейства характеристик лампы $Л_2$, соответствующую напряжению $U_{с.к2}=0$ *в*. Найденные таким образом точки *1*, *2*, *3* и *4* соответствуют вполне определенному режиму каскодного усилителя, когда напряжение $U_{с.к2}$ меняется в пределах от 0 до —3 *в* при неизменном напряжении $U_{с.к2}=0$ *в*.

Чтобы построить точки *5*, *6*, *7* и *8*, соответствующие напряжению $U_{с.к2}=-5$ *в*, восстанавливают перпендикуляр к оси напряжений в точке $U_{а2}=U_{с2}+5$ *в*. Затем находят точки пересечения этого перпендикуляра с кривыми семейства характеристик лампы $Л_1$ и переносят полученные точки на кривую семейства статических характеристик лампы $Л_2$, соответствующую напряжению $U_{с.к2}=-5$ *в* и предварительно уже смещенную вправо на 5 *в* (сплошная линия). Таким образом получаем точки *5*, *6*, *7* и *8*.

Аналогично строим точки *9*, *10*, *11* и *12* для напряжения $U_{с.к2}=-10$ *в* и точки *13*, *14*, *15* и *16* для $U_{с.к2}=-15$ *в*.

Точки *1*, *5*, *9* и *13* соответствуют режиму каскодного усилителя при одной и той же величине смещения на сетке лампы $Л_1$, а именно при $U_{с.к1}=0$. А так как статическими анодными характеристиками каскодного усилителя являются графики зависимости анодного тока второй лампы от напряжения на аноде второй лампы при различных значениях смещения на сетке первой лампы, то для получения одной кривой из этого семейства остается только соединить точки *1*, *5*, *9* и *13*. Далее соединяем между собой точки *2*, *6*, *10* и *14* и получаем еще одну кривую из семейства статических характеристик каскодного усилителя, соответствующую напряжению при $U_{с.к1}=-1$ *в*. Точно так же строятся кривые при $U_{с.к1}=-2$ *в*; —3 *в* и т. д.

Полученное семейство статических характеристик каскодного усилителя можно продлить и в область положительных значений напряжения $U_{с.к2}$, т. е. в область работы с сеточными токами лампы $Л_2$.

Для практических применений режим работы с сеточными токами мало пригоден, однако рассмотрение поведения каскодного усилителя для всех возможных значений изменения напряжения источника анодного напряжения представляет несомненный интерес, поскольку при определенных анодных напряжениях могут возникнуть сеточные токи. В случае каскодного соединения входной является цепь сетки лампы $Л_1$, а выходной — цепь анода лампы $Л_2$. Очевидно, что всякий, кто применяет каскодный усилитель, представляет себе, при

каких условиях появляется сеточный ток в лампе $Л_1$ и стремится не допустить этого, подавая на сетку лампы $Л_1$ начальное отрицательное смещение. Появление сеточных токов лампы $Л_1$ зависит лишь от напряжения на ее сетке и не зависит от того, как выбрано напряжение $U_{а2}$. Однако при выбранном фиксированном потенциале сетки лампы $Л_2$ возможно появление сеточных токов этой лампы. Это произойдет тогда, когда напряжение на аноде лампы $Л_1$ упадет ниже напряжения $U_{с2}$. Но напряжение на аноде лампы $Л_1$ зависит от напряжения $U_{а2}$. Поэтому как только напряжение $U_{а2}$ понизится настолько, что рабочая точка перейдет в область левее кривой для лампы $Л_2$, при смещении $U_{с.к2}=0$ (рис. 8, *в*) появятся сеточные токи лампы $Л_2$. В этой области анодные токи двух ламп не равны между собой, и становится справедливым следующее очевидное соотношение:

$$I_{а1}=I_{а2}+I_{с2}\ .$$

Большую роль в поведении статических характеристик каскодного усилителя в области сеточных токов лампы $Л_2$ играет величина общего сопротивления делителя R_1+R_2. Когда сеточные токи отсутствуют, величина $U_{с2}$ остается неизменной. Однако с появлением сеточных токов лампы $Л_2$ начинает изменяться падение напряжения на сопротивлении R_1, а следовательно, и напряжение на сетке $U_{с2}$. Это в свою очередь сказывается на возможном диапазоне изменений сеточных токов лампы $Л_2$.

В связи с этим желательно рассмотреть два граничных случая: 1) случай, когда напряжение на сетке лампы $Л_2$ создается высокоомным делителем на сопротивлениях R_1 и R_2, и 2) случай, когда напряжение на сетку лампы $Л_2$ подается от отдельного источника, имеющего очень низкое внутреннее сопротивление (например, от стабилизированного источника постоянного напряжения). В первом случае сеточный ток $I_{с2}$ лампы $Л_2$ ограничивается сопротивлением R_1 настолько, что величиной сеточного тока можно пренебречь по сравнению с величинами токов $I_{а1}$ и $I_{а2}$. Конечно, при этом напряжение $U_{с2}$ изменяется одновременно с изменением напряжения $U_{а1}$ так, что разница $U_{с2}-U_{а1}=U_{с.к2}$ примерно равна нулю во всей области работы с сеточными токами лампы $Л_2$. Во втором случае возрастание сеточного тока $I_{с2}$ лампы $Л_2$ не должно сказываться на величине напряжения $U_{с2}$, т. е. ток $I_{с2}$ целиком определяется разностью потенциалов $U_{с2}-U_{а1}$.

На рис. 9 приведено построение каскодных характеристик для области работы с сеточными токами лампы $Л_2$ для случая, когда сетка лампы $Л_2$ подсоединена к высокоомному делителю. На этот рисунок перенесены полученные ранее на рис. 8, *в* статические каскодные характеристики при $U_{с.к1}=0$, —1, —2, —3 *в*, ограниченные слева точками *1*, *2*, *3* и *4*, которые принадлежат также кривой из семейства статических характеристик лампы $Л_2$ при $U_{с.к2}=0$. Слева на рис. 9 показаны статические характеристики лампы $Л_1$ при различных смещениях $U_{с.к1}$.

Продлим одну из статических каскодных характеристик, например характеристику при $U_{с.к1}=-1$ *в*, в область сеточных токов лампы $Л_2$. Теоретически можно считать, что точка *2* является критической. Режим каскодного усилителя в точке *2* соответствует следующим значениям токов и напряжений: сеточные токи обеих ламп равны нулю,

анодные токи ламп равны между собой и равны значению I', показанному на рис. 9, напряжение $U'_{\text{а.к1}}$ на аноде лампы $Л_1$ равно напряжению U_{c2} на сетке лампы $Л_2$, напряжение между анодом и катодом $U'_{\text{а.к2}}$ лампы $Л_2$ определяется по характеристикам так, как это показано на рис. 9. Для построения следующей точки, левее точ-

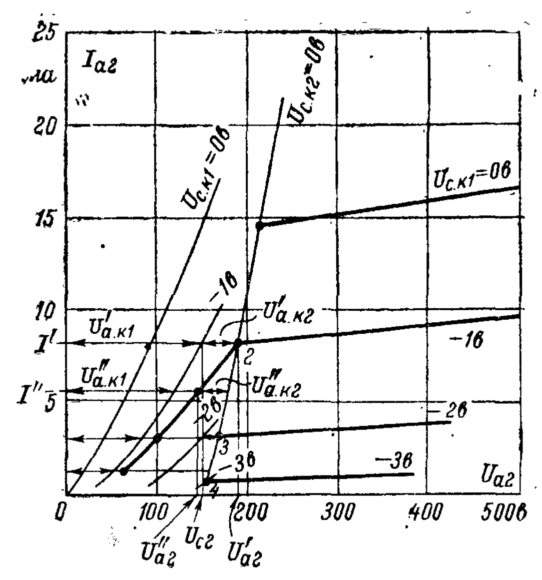


Рис. 9. Построение статических характеристик каскодного усилителя для области сеточных токов.

ки 2, задаемся значением анодного тока лампы $Л_2$, равным I''. При наличии в цепи сетки лампы $Л_2$ высокоомного делителя сеточный ток лампы $Л_2$, как уже отмечалось ранее, намного меньше анодного тока, $I_{c2} \ll I_{a2}$. Поэтому анодные токи ламп $Л_1$ и $Л_2$ примерно равны, т. е. ток лампы $Л_1$ $I_{a1} \approx I''$. Чтобы найти новое значение напряжения на аноде лампы $Л_2$, находим по отдельности новые значения напряжений на участках анод — катод обеих ламп $U''_{\text{а.к1}}$ и $U''_{\text{а.к2}}$, как это показано на рис. 9. Затем, добавляя графически к значению $U''_{\text{а.к1}}$ величину $U_{\text{а.к2}}$, находим новую точку, принадлежащую данной кривой из семейства статических каскодных характеристик. Аналогично на рис. 9 построены и другие точки этой кривой.

В случае, если сетка лампы $Л_2$ подключена к источнику постоянного напряжения U_{c2} с малым внутренним сопротивлением, появление и изменение сеточного тока I_{c2} не сказываются на величине напряжения U_{c2}. С появлением сеточных токов I_{c2} сопротивление уча-

стка сетка—катод лампы $Л_2$ становится незначительным (сотни ом) по сравнению с внутренним сопротивлением по постоянному току лампы $Л_1$ (внутреннее сопротивление по постоянному току равно отношению постоянной составляющей напряжения на аноде лампы к постоянной составляющей анодного тока). Поэтому можно считать, что напряжение на аноде лампы $Л_1$ не может упасть ниже, чем на несколько вольт по отношению к напряжению U_{c2}, т. е. $U_{a1} \approx U_{c2}$.

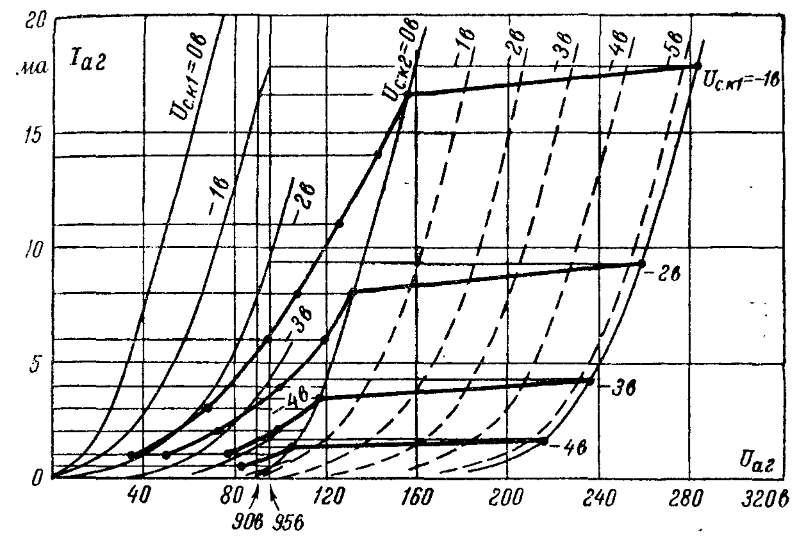


Рис. 10. Статические характеристики каскодного усилителя на лампе 6Н14П, построенные графически.

Из этого можно сделать вывод, что статические каскодные характеристики при понижении напряжения U_{a2} пойдут примерно по статической кривой лампы $Л_2$ для смещения $U_{\text{с.к2}}=0$ (несколько левее этой кривой).

Для любого иного значения внутреннего сопротивления источника напряжения U_{c2} или величины общего сопротивления делителя R_1+R_2 статические каскодные характеристики в области сеточных токов лампы $Л_2$ займут некоторое промежуточное положение между кривой, построенной на рис. 9, и кривой лампы $Л_2$ при $U_{\text{с.к2}}=0$.

На рис. 10 показаны статические характеристики каскодного усилителя на лампе 6Н14П, построенные в соответствии с рассмотренной методикой. Напряжение $U_{c2}=90$ *в* обеспечивается с помощью высокоомного делителя R_1R_2. Построение выполнено для значений смещения $U_{\text{с.к1}}=1$, —2, —3, —4 *в*.

На рис. 11 приведены экспериментально снятые кривые для таких же значений сеточных напряжений. Напряжение на сетку лампы $Л_2$ снималось с высокоомного делителя, подключенного к отдельному

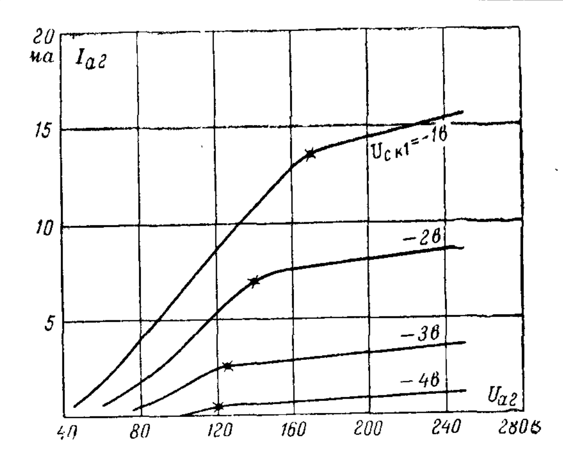


Рис. 11. Экспериментально снятые статические характеристики каскодного усилителя на лампе 6Н14П.

В цепи сетки лампы $Л_2$ включен высокоомный делитель на сопротивлениях $R_1=R_2=200$ *ком*, $U_{с2}=90$ *в*.

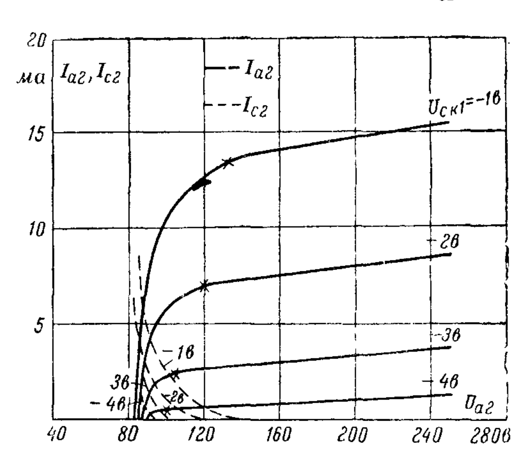


Рис. 12. Экспериментально снятые статические характеристики каскодного усилителя на лампе 6Н14П.

Сетка лампы $Л_2$ подключена к источнику напряжения $U_{с2}=90$ *в* с малым внутренним сопротивлением.

источнику. Сопротивления делителя составляли по 0,25 *Мом*. При напряжении источника 180 *в* на сетку подавалось напряжение 90 *в*.

Экспериментально снятые статические характеристики каскодного усилителя на двойном триоде 6Н14П достаточно близки к построенным графически. Необходимо учитывать, что характеристики на рис. 10 строились по усредненным анодно-сеточным кривым, которые отличаются в какой-то мере от кривых для данного экземпляра лам-

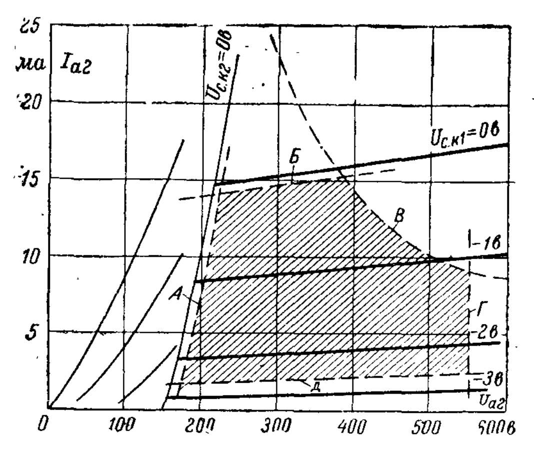


Рис. 13. Рабочая область на семействе статических характеристик каскодного усилителя.

пы 6Н14П. На рис. 11 крестиками отмечены те точки на каскодных характеристиках, которые соответствуют появлению сеточных токов лампы $Л_2$.

Для каскодного усилителя на этой же лампе были сняты характеристики при подключении сетки $Л_2$ к источнику напряжением +90 *в* с малым внутренним сопротивлением (рис. 12). Моменты появления сеточных токов отмечены крестиками. Ход кривых до появления сеточных токов полностью совпадает с кривыми, показанными на рис. 11. После появления сеточных токов данные кривые идут гораздо круче, что подтверждает выводы, сделанные ранее при графическом построении каскодных характеристик на рис. 10. На рис. 12 приведена также зависимость сеточных токов I_{c2} от анодного напряжения U_{a2} для различных величин смещения на сетке первой лампы. Как видно из этих кривых, сеточные токи в данной схеме могут достигать значительных величин.

На рис. 13 приведены построенные ранее каскодные характеристики (рис. 9) и отмечена штриховкой рабочая область. Рабочая точка при работе каскодного усилителя в линейном режиме не должна выходить за пределы этой области. Линия *А*, ограничивающая эту область слева, является пределом, за которым возникают сеточные токи лампы $Л_2$. Эта линия идет несколько правее статической

анодной характеристики лампы $Л_2$ при $U_{с.к2}=0$. Сверху рабочая область ограничена линией *Б*, идущей несколько ниже статической каскодной характеристики для $U_{с.к1}=0$. При переходе через линию *Б* возникают сеточные токи лампы $Л_1$.

Положение линии *В* определяется допустимой величиной мощности рассеяния для лампы $Л_2$. Эта линия переносится на данный рисунок со статических характеристик лампы $Л_2$, имеющихся в справочниках по радиолампам.

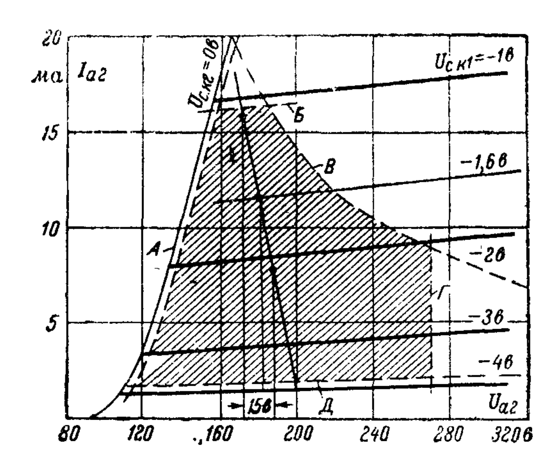


Рис. 14. К определению рабочей точки, эквивалентных параметров и коэффициента усиления каскодного усилителя на лампе 6Н14П.

Линия *Г*, ограничивающая рабочую область справа, накладывает ограничение на максимальное значение напряжения источника анодного питания. Линия *Д* обусловлена наличием нелинейных искажений, возникающих из-за сближения характеристик при больших величинах смещения. Положение линий *Г* и *Д* не является строго определенным и зависит от назначения и требований к каждому конкретному усилителю.

Построив семейство каскодных статических характеристик и границы рабочей области, можно выбрать положение рабочей точки и определить значение эквивалентных параметров каскодного усилителя в рабочей точке. На рис. 14 приведены каскодные характеристики и рабочая область для усилителя на лампе 6Н14П. По этим характеристикам можно определить эквивалентные статические параметры в той же рабочей точке, какая была выбрана в предыдущем примере (§ 6). Эти параметры находятся методом треугольника и равны:

$$S_э = \frac{\Delta I_{a2}}{\Delta U_{с.к1}} = \frac{3,8\cdot 10^{-3}}{0,5} = 7,6 \text{ ма/в};$$

$$\mu_э = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta U_{с.к1}} = \frac{340}{0,5} = 680;$$

$$R_{iэ} = \frac{\Delta U_{a2}}{\Delta I_{a2}} = \frac{340}{3,8\cdot 10^{-3}} = 90 \text{ ком}.$$

Если сравнить эти результаты с полученными расчетным путем в § 6, то можно видеть близкое их совпадение.

Выбрав сопротивление нагрузки (исходя из требуемой полосы пропускания) и построив нагрузочную прямую, проходящую через рабочую точку, можно найти коэффициент усиления каскодного усилителя. В качестве примера опять возьмем сопротивление нагрузки, равное эквивалентному активному сопротивлению нагрузки, найденному в примере § 6. Это сопротивление равно 2,1 *ком*. Проведем через рабочую точку нагрузочную прямую и определим коэффициент усиления. Для этого, задавшись пределами изменений сеточного напряжения $U_{с1}=1$ *в*, определим пределы изменений анодного напряжения $U_{a2}=15$ *в*. Разделив величину изменения выходного напряжения U_{a2} на величину изменения входного напряжения $U_{с1}$, получим коэффициент усиления каскодного усилителя $K=15$.

Таким образом, графический метод расчета каскодного усилителя можно с успехом применять для выбора режима усилителя, оценки величины усиления при требуемой величине нагрузки, определения допустимого динамического диапазона и т. п.

8. ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Каскодные усилители, как правило, применяются в тех случаях, когда требуется снизить собственные шумы до минимума. Поэтому по каскодной схеме строятся обычно входные каскады радиоприемников, так как собственные шумы всего приемника определяются в основном шумом первого каскада. Уровень шумов, возникающих в приемнике, в конечном счете определяет чувствительность последнего. Чем ниже уровень шума, тем более слабые сигналы можно принимать.

Коэффициентом шума усилителя называется отношение величины мощности шума на выходе реального усилителя к величине мощности шума на выходе нешумящего (идеального) усилителя с теми же коэффициентом усиления, входным и выходным сопротивлениями. Для определения коэффициента шума можно разделить отношение сигнала к шуму на входе усилителя на отношение сигнала к шуму на его выходе.

Если усилитель не создает шумов, то коэффициент шума равен единице. Но во всех реальных схемах коэффициент шума всегда больше единицы. Чем ближе коэффициент шума к единице, тем совершеннее схема с точки зрения шумов.

Каскодный усилитель можно рассматривать состоящим из двух каскадов усиления. Коэффициент шума двух каскадов усиления

$$Ш = Ш_1 + \frac{Ш_2 - 1}{k_м}, \qquad (23)$$

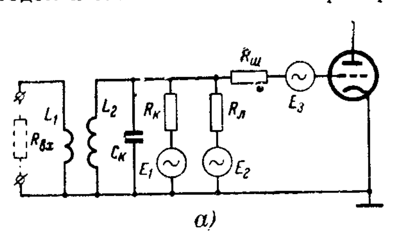
где $Ш_1$ — коэффициент шума первого каскада (с заземленным катодом);

$Ш_2$ — коэффициент шума второго каскада (с заземленной сеткой);

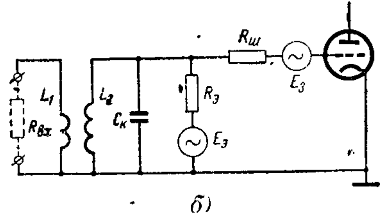
$k_м$ — коэффициент усиления по мощности первого каскада.

Известно, что коэффициент шума усилителей с заземленным катодом и заземленной сеткой примерно равны, т. е.

$$Ш_1 \approx Ш_2 .$$



а)



б)

Рис. 15. Эквивалентные схемы входной цепи для анализа шумов.

а — полная схема; *б* — упрощенная схема.

Коэффициент усиления по мощности первого каскада усиления на триоде с заземленным катодом имеет значительную величину

$$k_м \gg 1 .$$

Поэтому по формуле (23) доля шумов второго триода в общем шуме каскодного усилителя резко падает и, следовательно,

$$Ш \approx Ш_1 ,$$

т. е. коэффициент шума каскодного усилителя почти такой же, как коэффициент шума триодного усилителя на одном триоде.

Целесообразность применения каскодного усилителя зависит в основном от того выигрыша, который дает применение в первом каскаде триода вместо пентода. Коэффициент шума каскодного усилителя можно рассмотреть на примере резонансного каскодного усилителя, эквивалентная схема входной цепи которого показана на рис. 15, *а*.

Предполагается, что и на входе, и на выходе усилителя нагрузка выполнена в виде резонансных контуров, настроенных на частоту сигнала f_0. Обозначенная на схеме емкость $C_К$ включает в себя сосредоточенную и все распределенные емкости, которые имеются в сеточной цепи, включая входную емкость лампы.

Сопротивление $R_л$ представляет собой входное сопротивление лампы, которое резко уменьшается с увеличением частоты, и в диапазоне УВЧ, когда усиливаемые частоты составляют несколько десятков мегагерц, становится соизмеримым с сопротивлением входной цепи. На низких частотах это сопротивление настолько велико, что его не учитывают. Оно обусловливается двумя причинами. Первая — это влияние времени пролета электронов, которое на больших частотах становится сравнимо с периодом колебаний. Вторая — влияние индуктивности катодного вывода лампы. Входное сопротивление убывает обратно пропорционально квадрату частоты

$$R_л = \frac{A}{f^2} , \qquad (24)$$

где A — постоянный коэффициент;

f — частота усиливаемого сигнала.

В справочниках по электронным лампам приводятся значения входного сопротивления на определенной частоте, чаще всего на частотах 60 и 30 *Мгц*. Например, для лампы 6Н14П $R_л$=40 *ком* на частоте f=60 *Мгц*. Для лампы 6Ж1П на той же частоте $R_л$=12÷25 *ком*. В отношении входного сопротивления триоды и пентоды примерно равноценны.

По формуле (24) всегда можно найти значение сопротивления $R_л$ для любой другой частоты.

Сопротивление $R_К$ (рис. 15, *а*) учитывает эквивалентное сопротивление потерь контура, пересчитанное в параллельное контуру сопротивление, а также внешнее сопротивление, подключаемое параллельно контуру для обеспечения необходимой полосы пропускания. На ширину полосы пропускания влияют в равной мере сопротивление $R_К$, сопротивление $R_л$, а также пересчитанное сопротивление источника входного сигнала:

$$R'_{вх} = m^2 R_{вх} ,$$

где $R'_{вх}$ — пересчитанное сопротивление источника входного сигнала;

m — коэффициент трансформации;

$R_{вх}$ — сопротивление источника входного сигнала.

Внешнее сопротивление необходимо определять с учетом всех этих сопротивлений.

Шумы, возникающие на сопротивлении $R_л$, отличаются по своей природе от шумов, обязанных сопротивлению $R_К$. На сопротивлении $R_К$ развивается э. д. с. шума E_1, величина которой вычисляется по формуле

$$E_1 = \sqrt{4kTR_К \Delta f} , \qquad (25)$$

где $k=1{,}37 \cdot 10^{23}$ *дж/абс. град* — физическая константа;

Δf — полоса пропускания, *гц*;

T — абсолютная температура (обычно для комнатных условий принимают $T=290°$ С).

Возникновение э. д. с. шума E_1 объясняется беспорядочным движением электронов в самом сопротивлении.

Электродвижущие силы шума E_2 на сопротивлении $R_л$ подсчитывается по формуле

$$E_2 = \sqrt{4kTt_л R_л \Delta f} . \qquad (26)$$

В этой формуле $t_л$ — постоянный коэффициент, называемый электрической температурой сопротивления $R_л$. Для большинства ламп $t_л$ находится в пределах 2,5—5.

Другими словами, шумы входного сопротивления лампы больше шумов, возникающих на омическом сопротивлении той же величины, находящемся в комнатных условиях.

Электродвижущие силы шума E_1 и E_2 показаны на рис. 15, *а* включенными последовательно с сопротивлениями $R_К$ и $R_л$. Всегда

можно на эквивалентной схеме заменить параллельно включенные сопротивления $R_к$ и $R_л$ одним эквивалентным сопротивлением $R_э$ (рис. 15, *б*) так, чтобы

$$\frac{1}{R_э} = \frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_л}.$$

Это сопротивление будет иметь свою электрическую температуру $t_э$, которая зависит от соотношения сопротивлений $R_к$ и $R_л$ и лежит в пределах от 1 до $t_л$. Величину $t_э$ можно определить по формуле

$$t_э = \frac{R_л + R_к t_л}{R_л + R_к}.$$

При $R_к \gg R_л$ величина $t_э$ будет приближаться к $t_л$, а при $R_к \ll R_л$ будет стремиться к единице. Электродвижущая сила шумов за счет сопротивления $R_э$ подсчитывается по формуле

$$E_э = \sqrt{4kTt_э R_э \Delta f}. \quad (27)$$

Необходимо помнить, что вследствие зависимости $R_л$ от частоты (24) величины $R_э$ и $t_э$ также зависят от частоты. Однако формула (27) в большинстве практических случаев дает удовлетворительные результаты, так как обычно отношение полосы пропускания Δf к несущей частоте f_0 в резонансных усилителях намного меньше единицы.

Сопротивление $R_ш$, показанное на рис. 15, является фиктивным сопротивлением, по величине которого судят о шуме применяемой лампы. Вследствие флуктуаций анодного тока, вызываемых тем, что в каждую единицу времени катод покидает неодинаковое количество электронов, к уже рассмотренным шумам добавляется еще шум лампы, часто называемый дробовым эффектом. Флуктуация анодного тока увеличивается при перераспределении электронов между электродами, имеющими положительный потенциал. Поэтому шумы многосеточных ламп больше шумов триода. Обычно для удобства рассмотрения шумовых свойств усилителя считают, что флуктуации анодного тока лампы обязаны сопротивлению $R_ш$, а саму лампу на эквивалентной схеме считают нешумящей идеальной лампой. Величина шумового сопротивления лампы приводится в справочниках по электронным приборам. Она остается неизменной для данной лампы в широком диапазоне частот. И только на самых низких частотах $R_ш$ увеличивается вследствие медленных флуктуаций за счет изменения структуры катода (эффект «мерцания» катода).

Величина $R_ш$ для триодов определяется по формуле

$$R_ш \approx \frac{2,5 \div 3}{S},$$

где S — крутизна характеристики лампы.

Для пентода величина $R_ш$ значительно больше (обычно в 3—5 раз) и равна:

$$R_ш \approx \frac{2,5}{S} + \left(\frac{20 I_э}{S^2}\right)\frac{I_а}{I_а + I_э},$$

где $I_а$ — анодный ток пентода;
$I_э$ — ток цепи экранирующей сетки.

На эквивалентной схеме (рис. 15) сопротивление $R_ш$ включено так, что оно не шунтирует контур. Электродвижущая сила шумов, возникающих на сопротивлении $R_ш$, подсчитывается по обычной формуле:

$$E_з = \sqrt{4kTR_ш \Delta f}.$$

Источник сигнала, подключаемый к входным зажимам усилителя (к первичной обмотке трансформатора в случае трансформаторной связи), имеет свое собственное сопротивление $R_{вх}$, которое будет пересчитываться в контур как сопротивление $R'_{вх}$.

Для передачи максимальной мощности от источника в контур коэффициент трансформации должен быть:

$$m_м = \sqrt{\frac{R_э}{R_{вх}}}.$$

Вследствие того, что пересчитанное сопротивление подключается параллельно к $R_э$, а сопротивление $R_ш$ соединено с ними двумя последовательно, получается довольно сложная зависимость для определения оптимального коэффициента трансформации с точки зрения величины шумов ($m_ш$). При величинах $R_ш$, соизмеримых с $R_э$, коэффициент трансформации $m_ш$ несколько меньше величины $m_м$.

Именно из-за того, что сопротивление $R_ш$ триода в несколько раз меньше $R_ш$ пентода с той же крутизной, выгодно во входных каскадах применять триоды. Применение каскодного усилителя, обладающего большой устойчивостью, позволяет избежать опасности самовозбуждения. Однако из рассмотрения эквивалентной схемы на рис. 15, *б* можно сделать вывод, что особенно эффективно применение каскодного усилителя вместо пентодного там, где входной контур широкополосный, т. е. величина $R_э$ мала. В этом случае шум, обусловленный сопротивлением $R_ш$, играет основную роль.

9. КАСКОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Каскодные схемы находят широкое применение не только в усилителях на электронных лампах, но и в усилителях на транзисторах. Одним из недостатков транзисторов по сравнению с электронными лампами при работе на высоких частотах является большая внутренняя обратная связь из-за обратной проходной проводимости, имеющей комплексный характер. Эта проводимость понижает устойчивость усилителя, вызывает взаимозависимость настроек входного и выходного контуров и т. п.

Для устранения влияния внутренней обратной связи в обычных (не каскодных) усилителях широко используются цепи нейтрализации. Эти цепи приходится настраивать для каждого транзистора из-за разброса проходных проводимостей. Кроме того, недостатком нейтрализации является ее узкополосность (цепи нейтрализации, выполненные на элементах R и C, обеспечивают нейтрализацию лишь в относительно узком диапазоне частот). При изменении режима транзисторов и температуры окружающей среды настройка цепей нейтрализации также нарушается.

В каскодных транзисторных усилителях внутренняя обратная связь оказывается в 100—1 000 раз меньше, чем в усилительном каскаде с общим эмиттером. Это приводит к повышению устойчивости в широком диапазоне частот и к уменьшению взаимозависимости настроек входных и выходных контуров. Каскодный усилитель позволяет получить большее усиление, чем в обычном усилителе на транзисторе с общим эмиттером.

Рис. 16. Упрощенная схема транзисторного каскодного усилителя.

Упрощенная схема каскодного усилителя показана на рис. 16. При малой величине усиливаемых сигналов эту схему можно рассматривать как некоторый эквивалентный активный четырехполюсник. Каждый транзистор, входящий в каскодную схему, можно также рассматривать как некоторый активный четырехполюсник. Для анализа удобнее всего воспользоваться системой y-параметров (характеристических проводимостей) транзисторов, так как они легче других могут быть определены экспериментально. С помощью системы y-параметров выражаются значения входного и выходного токов $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ через значения входного и выходного напряжений U_1 и U_2:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2, \end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

где y_{11} — входная проводимость транзистора при коротком замыкании на выходе, т. е. $y_{11}=\dot{I}_1/\dot{U}_1$ при $\dot{U}_2=0$;

y_{12} — проводимость обратной связи, взятая с обратным знаком (эта проводимость характеризует влияние выходного напряжения на входной ток при коротком замыкании на входе, т. е. $y_{12}=\dot{I}_1/\dot{U}_2$ при $\dot{U}_1=0$);

y_{21} — проводимость, определяющая усилительные свойства транзистора (она аналогична крутизне S электронной лампы), $y_{21}=\dot{I}_2/\dot{U}_1$ при $\dot{U}_2=0$;

y_{22} — выходная проводимость транзистора при коротком замыкании на входе, т. е. $y_{22}=\dot{I}_2/\dot{U}_2$ при $\dot{U}_1=0$.

Все эти проводимости в области высоких частот имеют комплексный характер. Однако на низких частотах они могут быть заменены активными проводимостями. Для маломощных транзисторов активные составляющие проводимостей транзисторов в схемах с общим эмиттером имеют следующие величины:

$$g_{11э} \approx 10^{-3} \div 10^{-2}\,\frac{1}{ом};$$

$$g_{12э} \approx 10^{-6}\,\frac{1}{ом};$$

$$g_{21э} \approx 10^{-2} \div 10^{-1}\,\frac{1}{ом};$$

$$g_{22э} \approx 10^{-4}\,\frac{1}{ом}.$$

Величины $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$, $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ в системе уравнений (28) в общем случае являются комплексными. Системе (28) соответствует эквивалентная схема транзистора, показанная на рис. 17, *а*. В этой схеме имеются два эквивалентных генератора неизменного (не зависящего от остальных элементов схемы) тока. Это означает, что через ветвь, в которой имеется генератор тока, проходит неизменный ток, не зависящий от режима остальной цепи. Из-за того, что эквивалентная схе-

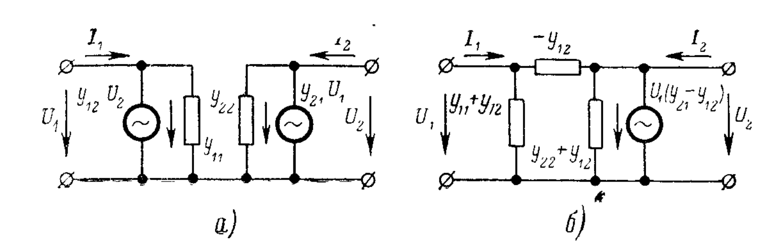


Рис. 17. Схемы замещения транзистора.

а — с двумя эквивалентными генераторами тока; *б* — с одним эквивалентным генератором тока.

ма транзистора содержит эквивалентные генераторы тока, она относится к числу схем активных четырехполюсников. Той же самой системе уравнений (28) соответствует эквивалентная схема с одним генератором тока (рис. 17, *б*). Обе схемы могут относиться к любой из трех возможных схем включения транзистора. При этом каждой схеме включения соответствуют свои значения y-параметров.

Обозначим параметры, относящиеся к схеме с общим эмиттером, индексом «э», т. е. $y_{11э}$, $y_{12э}$, $y_{21э}$, $y_{22э}$. Параметры схемы с общей базой обозначим индексом «б».

Поскольку основная схема каскодного усилителя, приведенная на рис. 16, состоит из двух транзисторов, включенных по схемам с общим эмиттером и общей базой, то задачей анализа свойств каскодного усилителя является в первую очередь определение параметров каскодного усилителя в целом. Обозначим их индексом «с», т. е. y_{11c}, y_{12c}, y_{21c}, y_{22c}. Схема четырехполюсника, эквивалентного каскодному усилителю в целом, будет иметь тот же вид, что и на рис. 17, *б*, только все проводимости, обозначенные на ней, должны иметь индекс «с».

Хорошо известно, что наряду с системой y-параметров широкое применение находит система h-параметров, т. е. смешанная система параметров. Для нее в отличие от уравнений (28), где за независимые переменные приняты входные и выходные напряжения, ис-

пользуются уравнения, в которых за незавнсимые переменные прннимаются входной ток $\dot{I}_1$ н выходное напряжение $\dot{U}_2$, т. е.

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2;\\ \dot{I}_2 &= h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2.\end{aligned}\right\}\qquad(29)$$

h-параметры имеют определенный фнзнческнй смысл:

$h_{11}=\dot{U}_1/\dot{I}_1$ при $\dot{U}_2=0$ — полное входное сопротивление при короткозамкнутом выходе;

$h_{12}=\dot{U}_1/\dot{U}_2$ прн $\dot{I}_1=0$ — коэффицнент обратной связи по напряжению при разомкнутом входе;

$h_{21}=\dot{I}_2/\dot{I}_1$ при $\dot{U}_2=0$ — коэффициент усиления по току при короткозамкнутом выходе;

$h_{22}=\dot{I}_2/\dot{U}_2$ при $\dot{I}_1=0$ — выходная проводимость при разомкнутом входе.

Существуют и другне системы параметров четырехполюсннка. В частности, уравнениям четырехплюсника, в которых за независимые переменные принимаются выходной ток $\dot{I}_2$ и выходное напряжение $\dot{U}_2$, соответствует система a-параметров

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= a_{11}\dot{U}_2 - a_{12}\dot{I}_2;\\ \dot{I}_1 &= a_{21}\dot{U}_2 - a_{22}\dot{I}_2.\end{aligned}\right\}\qquad(30)$$

Для этой системы

$$a_{11}=\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}\text{ при }\dot{I}_2=0,$$

$$a_{12}=\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2}\text{ при }\dot{U}_2=0;$$

$$a_{21}=\frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2}\text{ при }\dot{I}_2=0;$$

$$a_{22}=\frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}\text{ при }\dot{U}_2=0.$$

Знанне a-параметров транзисторов с общим эмиттером и общей базой, входящих в состав каскодного уснлителя, позволяет определнть a-параметры каскодного усилителя. Существуют достаточно простые зависнмости, связывающие a-парамегры двухкаскадного усилителя с a-параметрами отдельных транзисторных каскадов. Для каскодного уснлителя:

$$\left.\begin{aligned}a_{11c} &= a_{11э}a_{11б} + a_{12э}a_{21б};\\ a_{12c} &= a_{11э}a_{12б} + a_{12э}a_{22б};\\ a_{21c} &= a_{21э}a_{11б} + a_{22э}a_{21б};\\ a_{22c} &= a_{21э}a_{12б} + a_{22э}a_{22б}.\end{aligned}\right\}\qquad(31)$$

a-параметры транзисторного каскада с общим эмиттером и каскада с общей базой, входящие в формулы (31), могут быть найдены по известным y-параметрам:

$$\left.\begin{aligned}a_{11} &= -\frac{y_{22}}{y_{21}};\\ a_{12} &= -\frac{1}{y_{21}};\\ a_{21} &= -\frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}}{y_{21}};\\ a_{22} &= -\frac{y_{11}}{y_{21}}.\end{aligned}\right\}\qquad(32)$$

Следовательно, можно определить a-параметры каскодного усилителя по известным y-параметрам составляющих усилителей (с общим эмиттером и общей базой) путем подстановки значений (32) в формулы (31). В результате получим:

$$\left.\begin{aligned}a_{11c} &= \frac{y_{22б}(y_{22э}+y_{11б}) - y_{12б}y_{21б}}{y_{21э}y_{21б}};\\ a_{12c} &= \frac{y_{22э}+y_{11б}}{y_{21э}y_{21б}};\\ a_{21c} &= \frac{y_{11э}y_{22б}(y_{22э}+y_{11б}) - y_{12э}y_{21э}y_{22б} - y_{11э}y_{12б}y_{21б}}{y_{21э}y_{21б}};\\ a_{22c} &= \frac{y_{11э}(y_{22э}+y_{11б}) - y_{12э}y_{21э}}{y_{21э}y_{21б}}.\end{aligned}\right\}\qquad(33)$$

y-параметры каскодного усилителя могут быть выражены через a-параметры по обратным формулам связи, а именно.

$$\left.\begin{aligned}y_{11} &= \frac{a_{22}}{a_{12}};\\ y_{12} &= -\frac{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}}{a_{12}};\\ y_{21} &= -\frac{1}{a_{12}};\\ y_{22} &= \frac{a_{11}}{a_{12}}.\end{aligned}\right\}\qquad(34)$$

Теперь выразим y-параметры каскодного усилителя через y-параметры составляющих усилителей

$$\left.\begin{aligned}
y_{11с} &= \frac{y_{11э}(y_{22э}+y_{11б})-y_{12э}\,y_{21э}}{y_{22э}+y_{11б}}; \\
y_{12с} &= \frac{-y_{12э}\,y_{12б}}{y_{22э}+y_{11б}}; \\
y_{21с} &= \frac{-y_{21б}\,y_{21э}}{y_{22э}+y_{11б}}; \\
y_{22с} &= \frac{y_{22б}(y_{22э}+y_{11б})-y_{12б}\,y_{21б}}{y_{22э}+y_{11б}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (35)$$

Эти выражения для y-параметров каскодного усилителя можно упростить, используя соотношения между y-параметрами транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером и общей базой, $y_{11б} \gg y_{22э}$; $y_{11э} \gg y_{12э}$; $y_{11б} \approx -y_{21б}$.

Упрощенные выражения для y-параметров каскодного усилителя имеют вид:

$$\left.\begin{aligned}
y_{11с} &\approx y_{11э}; \\
y_{12с} &\approx y_{12э}\frac{y_{12б}}{y_{21б}}; \\
y_{21с} &\approx y_{21э}; \\
y_{22с} &\approx y_{22б}-\frac{y_{21б}\,y_{12б}}{y_{11б}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (36)$$

Выражения для $y_{12с}$ и $y_{22с}$ можно несколько видоизменить, если использовать связь между y-параметрами и h-параметрами:

$$y_{12с} \approx y_{12э}\,h_{12б};$$

$$y_{22с} \approx h_{22б}.$$

Последняя величина очень мала.

Таким образом, уже из рассмотрения y-параметров каскодного транзисторного усилителя следует, что входная проводимость каскодного усилителя практически равна входной проводимости усилителя с общим эмиттером, проводимость y_{21} (т. е. «крутизна») также практически не изменяется. Резко (на несколько порядков) уменьшается внутренняя обратная связь. Выходная проводимость каскодного усилителя при короткозамкнутом входе равна выходной проводимости усилителя с общей базой при разомкнутом входе.

Для каскодного усилителя с учетом проводимости нагрузки $y_н$ и выходной проводимости источника сигнала $y_г$ можно определить входную и выходную проводимости, а также коэффициенты усиления по току и по напряжению.

Входная проводимость равна:

$$y_{вх} = y_{11с} - \frac{y_{12с}\,y_{21с}}{y_{22с}+y_н}.$$

Ввиду малости произведения $y_{12с}\,y_{21с}$ вторым слагаемым в последней формуле обычно можно пренебречь. Тогда

$$y_{вх} \approx y_{11с} \approx y_{11э}.$$

Выходная проводимость каскодного усилителя

$$y_{вых} = y_{22с} - \frac{y_{12с}\,y_{21с}}{y_{11с}+y_г} \approx y_{22с} \approx h_{22б}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_н = -\frac{y_{21с}}{y_{22с}+y_н} \approx -\frac{y_{21э}}{h_{22б}+y_н}.$$

Коэффициент усиления по току

$$K_т = \frac{y_{21с}\,y_н}{y_{11с}\,y_{22с}-y_{12с}\,y_{21с}+y_{11с}\,y_н} \approx \frac{y_{21э}\,y_н}{y_{11э}(h_{22б}+y_н)}.$$

Максимально достижимый коэффициент усиления по мощности каскодного усилителя обычно в несколько раз больше, чем усилителя (каскада) с общим эмиттером. К тому же реализовать большое усиление в усилителе с общим эмиттером не удается из-за ограничений, связанных с обеспечением устойчивости.

Поскольку проводимость обратной связи в каскодном усилителе оказывается уменьшенной на несколько порядков, то этим достигается повышение устойчивости работы. В большинстве практических случаев каскодные усилители на транзисторах не требуют никакой добавочной нейтрализации и устойчиво работают в широком диапазоне частот. К тому же у каскодного усилителя уменьшается величина выходной проводимости, что обеспечивает возможность полного включения контура в цепь коллектора. Следует также отметить, что из-за малости величин $y_{22с}$ и $y_{12с}$ уменьшается влияние режимов работы каскодного усилителя по постоянному току на добротность и резонансную частоту нагрузочного контура. По этим же причинам каскодные усилители с ручной и автоматической регулировкой усиления имеют преимущества по сохранению частоты настройки контуров и их частотных характеристик во всем динамическом диапазоне регулирования.

Значения максимально возможного устойчивого коэффициента усиления каскодного усилителя можно получить из анализа условий баланса фаз и баланса амплитуд. Усилитель можно считать абсолютно устойчивым (в смысле отсутствия опасности генерации), если при выполнении условия баланса фаз не выполняется условие баланса амплитуд. Однако в более широком смысле под устойчивостью каскодного усилителя на транзисторах, так же как это было принято выше для лампового каскодного усилителя, следует понимать не только отсутствие самовозбуждения, но и отсутствие влияния выходных цепей на настройку входных цепей. Поэтому в данном случае, так же как и в случае лампового каскодного усилителя, необходимо ввести коэффициент устойчивости $k_у$, характеризующий, насколько далек нормальный режим работы усилителя от порога самовозбужде-

4*

ния. Величина $k_у$ так же, как и раньше, выбирается в пределах 0,8—0,9.

Приведем без вывода формулу для максимального допустимого коэффициента усиления

$$K_{н.макс} \leqslant \sqrt{2(1-k_у)\frac{|y_{21c}|}{|y_{12c}|}\frac{1}{1+\cos\theta}}\,, \qquad (37)$$

где $|y_{21c}|$ — модуль комплексной проводимости y_{21c}.

Если выразить комплексную проводимость y_{21c} через действительную (активную) и мнимую (реактивную) составляющие, т. е.

$$y_{21c} = g_{21c} + jb_{21c}\,,$$

то

$$|y_{21c}| = \sqrt{g_{21c}^2 + b_{21c}^2}\,.$$

Аналогично

$$|y_{12c}| = \sqrt{g_{12c}^2 + b_{12c}^2}\,.$$

Фазовый угол θ зависит от соотношения действительной и мнимой составляющих комплексной величины $y_{12c}\,y_{21c}$, а именно:

$$\theta = \operatorname{arctg}\frac{b_{12c}}{g_{12c}} + \operatorname{arctg}\frac{b_{21c}}{g_{21c}} = \theta_{12c} + \theta_{21c}\,.$$

Фазовые углы θ_{12c} и θ_{21c} соответственно проводимостей y_{12c} и y_{21c} можно легко измерить. Поскольку величина $\cos\theta$, входящая в выражение (37), может изменяться от —1 до 1, то при этом минимальное значение дроби под корнем составляет 0,5. Поэтому для качественной оценки выигрыша, который дает применение каскодного усилителя в самом худшем случае, т. е. при $\cos\theta = 1$, надо сравнить значения модулей проводимостей каскодного усилителя y_{21c} и y_{12c} с аналогичными величинами для других типов усилителей.

Поскольку, как уже отмечалось выше, $y_{21c} \approx y_{21э}$, а $y_{12c} \approx$ $\approx y_{12э}\frac{y_{12б}}{y_{21б}}$, то, чтобы оценить выигрыш, необходимо установить, во сколько раз y_{12c} меньше $y_{12э}$. Для этого воспользуемся формулами связи между y-параметрами, относящимися к двум различным способам включения транзисторов:

$$y_{11б} = y_{11э} + y_{12э} + y_{21э} + y_{22э}\,;$$
$$y_{12б} = -y_{12э} - y_{22э}\,;$$
$$y_{21б} = -y_{21э} - y_{22э}\,;$$
$$y_{22б} = y_{22э}.$$

Таким образом, соотношение y_{12c} и $y_{12э}$ можно определить как

$$y_{12c} = y_{12э}\frac{y_{12э} + y_{22э}}{y_{21э} + y_{22э}}\,.$$

Поскольку обычно $y_{21э} \gg y_{12э}$, то отсюда и получается выигрыш. Так, например, по приведенным выше значениям активной составляющей y-параметров транзистора с общим эмиттером можно грубо оценить порядок величины y_{12c} на низких частотах:

$$y_{12c} = (0{,}001 - 0{,}01)\,y_{12э}\,.$$

При такой оценке допустимый устойчивый коэффициент усиления каскодного усилителя в 10—30 раз больше, чем усилителя с общим эмиттером.

Чтобы вычислить точное значение выигрыша по устойчивому коэффициенту усиления, который дает каскодная схема, и абсолютное

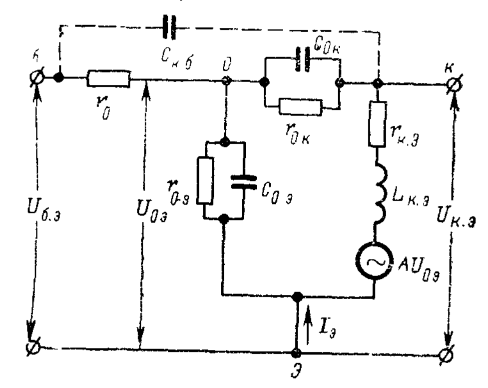


Рис. 18. П-образная моделирующая схема транзистора.

значение максимально допустимого коэффициента усиления на определенной частоте, требуется определить комплексные значения параметров $y_{12э}$, $y_{22э}$ и $y_{21э}$ либо путем непосредственного измерения их на этой частоте, либо рассчитав их по известным параметрам эквивалентной моделирующей схемы транзистора.

Моделирующие схемы транзистора отражают его свойства в диапазоне частот. Наиболее полно в широком диапазоне частот отражает свойства транзистора П-образная эквивалентная моделирующая схема. Эта схема, изображенная на рис. 18, справедлива почти для всех типов транзисторов. На схеме:

r_0 — объемное сопротивление базы ($r_0 \approx 10 \div 100$ *ом*);
$r_{0э}$ — параллельное сопротивление эмиттера ($r_{0э} \approx 100 \div 1\,000$ *ом*);
$C_{0э}$ — параллельная емкость эмиттера ($C_{0э} \approx 100 \div 10\,000$ *пф*);
$r_{0к}$ — сопротивление коллектора ($r_{0к} \approx 1 \div 10$ *Мом*);
$C_{0к}$ — емкость коллектора ($C_{0к} \approx 10 \div 50$ *пф*);
$C_{к.б}$ — междуэлектродная емкость коллектор—база (для маломощных транзисторов $C_{к.б} \approx 1$ *пф*);
A — безразмерный коэффициент, характеризующий усилительные свойства транзистора ($A \approx 100 \div 5\,000$);
$r_{к.э}$ — сопротивление, моделирующее процесс диффузии неосновных носителей от эмиттера к коллектору ($r_{к.э} = 1\,000 - 10\,000$ *ом*);

$L_{к.э}$ — индуктивность, моделирующая процесс диффузии неосновных носителей ($L_{к.э}$ равна единицам миллигенри).

Комплексное сопротивление $Z_{к.э}=r_{к.э}+j\omega L_{к.э}$ можно рассматривать согласно эквивалентной схеме на рис. 18 как внутреннее сопротивление эквивалентного генератора э.д.с. $AU_{0э}$. Формулы, выражающие y-параметры транзистора через параметры его моделирую-

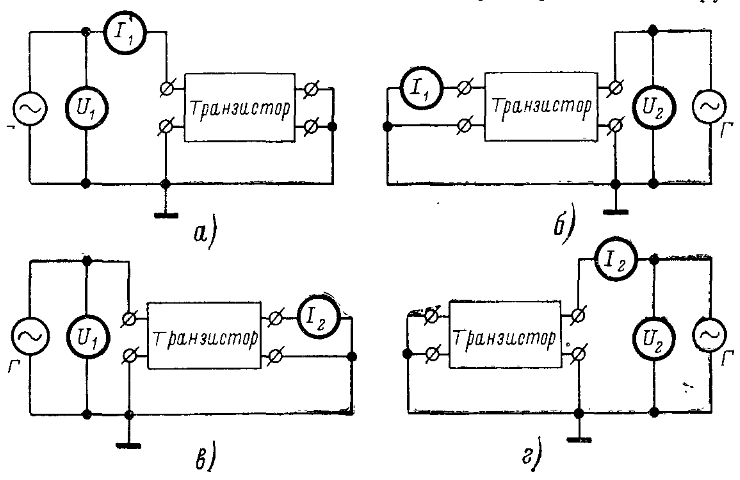


Рис. 19. Схемы для измерения y-параметров транзистора, измерение параметра:

а — для y_{11}; б — для y_{12}; в—для y_{21}; г—для y_{22};

щей схемы, принимают удобный для расчета вид, если ввести понятие о некоторых характерных частотах:

$$f_s=\frac{1}{2\pi C_{0э}\dfrac{r_0 r_{0э}}{r_0+r_{0э}}}\,;\quad f_д=\frac{r_{к.э}}{2\pi L_{к.э}}\,;$$

$$f_\beta=\frac{1}{2\pi C_{0э}\,r_{0э}}\,.$$

Проводимость $y_{11э}$ можно представить состоящей из активной и емкостной составляющих $y_{11э}=\frac{1}{r_{11э}}+i\omega C_{11э}$. Величины $r_{11э}$ и $C_{11э}$ частотно-зависимы. Их значения связаны с частотой и моделирующими параметрами транзистора:

$$r_{11э}=(r_{0э}+r_0)\frac{1+\left(\dfrac{f}{f_s}\right)^2}{1+\dfrac{r_{0э}+r_0}{r_0}\left(\dfrac{f}{f_s}\right)^2}\,;$$

$$C_{11э}=\frac{1-\dfrac{f_\beta}{f_s}}{2\pi f_s r_0}\,. \qquad (38)$$

Проводимость $y_{21э}$ при расчетах удобнее выразить через ее модуль $|y_{21э}|$ и фазовый угол φ_s:

$$|y_{21э}|\approx\frac{A}{r_{к.э}}\,\frac{r_{0э}}{r_{0э}+r_0}\,\frac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_s}\right)^2}}\,;$$

$$\varphi_s\approx\operatorname{arctg}\left(-\frac{f}{f_s}\right).$$

Резкое уменьшение величины $|y_{21э}|$ начинается с частоты $f=f_s$; на которой $|y_{21э}|=\frac{1}{\sqrt{2}}g_{21э}$. Проводимость $y_{21э}$ может быть представлена в виде проводимости последовательного соединения частотно-зависимых сопротивления $r_{21э}$ и индуктивности $L_{21э}$ причем

$$r_{21э}\approx\frac{r_{к.э}}{A}\,\frac{r_{0э}+r_0}{r_{0э}}\,;$$

$$L_{21э}\approx\frac{r_{21э}}{2\pi f_s}\,. \qquad (39)$$

Проводимость $y_{22э}$ можно представить в виде параллельного соединения частотно-зависимых активного сопротивления $r_{22э}$ и емкости $C_{22э}$. Аналогичной схемой может быть представлена и проводимость $y_{12э}$.

Таким образом, зная моделирующие (собственные) параметры, которые не зависят от схемы включения, можно определить расчетным образом y-параметры транзистора. Следует подчеркнуть, что y-параметры можно достаточно просто определить экспериментально на рабочей частоте. Режим короткого замыкания на входе или выходе транзистора, который необходимо создать для измерения y-параметров, легко осуществляется замыканием переменной составляющей входного или выходного тока через достаточно большую емкость.

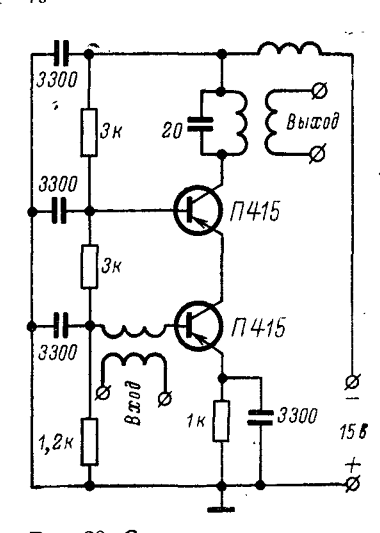


Рис. 20. Схема каскодного усилителя на транзисторах.

Схемы для определения характеристических проводимостей y_{11}, y_{12}, y_{21} и y_{22} показаны на рис. 19, *а*, *б*, *в*, *г* соответственно. Напряжения источников сигнала должны быть настолько малыми, чтобы транзистор работал в линейном режиме.

По найденным для определенной частоты *y*-параметрам можно по формуле (37) найти абсолютную величину максимально допустимого коэффициента усиления по напряжению $K_{н.макс}$ для каскадного усилителя. Результаты таких расчетов, имеющиеся в литературе, показывают, что при $k_y=0{,}8$ для транзисторов П401—П403 в режиме по постоянному току $U_к=-6$ *в*, $I_к=3$ *ма*, на частоте 0,5 *Мгц* величина $K_{н.макс}=1\,000$, а на частоте 5 *Мгц* $K_{н.макс}=150$. Точно в таком же режиме и на тех же транзисторах усилитель с общим эмиттером имеет на частоте 0,5 *Мгц* $K_{н.макс}=30$ и на частоте 5 *Мгц* $K_{н.макс}=10$.

Одна из практических схем резонансного каскодного усилителя приведена на рис. 20. Схема выполнена на транзисторах П415 и работает на частоте 30 *Мгц* без дополнительной нейтрализации. Ток эмиттера каждого транзистора равен 2,5 *ма*. Составляющие входных и выходных сопротивлений для каждой схемы имеют следующие значения: $R_{вх}=100\div400$ *ом*; $C_{вх}=15\div100$ *пф*; $R_{вых}=5\div20$ *ком*; $C_{вых}=10\div18$ *пф*.

ГЛАВА ВТОРАЯ
ПРИМЕНЕНИЕ КАСКОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

10. УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПРИЕМНИКА

В гл. 1 (рис. 6) приводилась схема резонансного каскодного усилителя. Такая схема может быть положена в основу схем усилителей высокой и промежуточной частоты радиоприемных устройств. Ниже будут рассмотрены конкретные схемы, применяемые в различной радиоприемной аппаратуре.

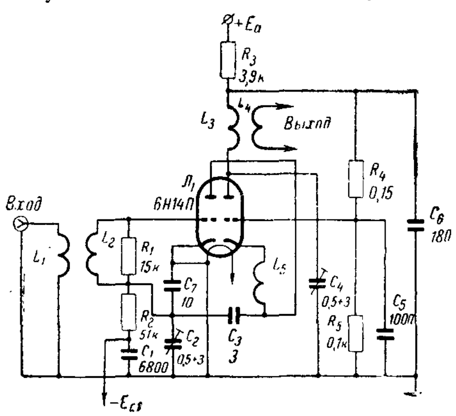


Рис. 21. Схема каскодного усилителя высокой частоты телевизионного приемника.

В современных телевизорах, обладающих высокой чувствительностью, сигнал из антенны обычно поступает на каскодный усилитель высокой частоты. Конструктивно каскодный усилитель размещается в блоке переключателя телевизионных каналов.

На рис. 21 приведена принципиальная схема каскодного усилителя высокой частоты в переключателе телевизионных каналов ПТК-1, выполненного на двойном триоде 6Н14П. Триоды этой лампы включены и по постоянному, и по переменному току последовательно. При переключении диапазонов катушки L_1, L_2, L_3 и L_4 включаются в схему барабанным переключателем (на схеме он не показан). Смещение на сетку левого (по схеме) триода лампы подается от регулятора контрастности. Напряжение смещения на сетке правого триода зависит от соотношения сопротивлений R_4 и R_5. Связь с антенной — индуктивная. Сеточный контур зашунтирован сопротивлением R_1. Емкость контура составляют емкости лампы и монтажа.

Конденсаторы C_2 и C_3 вместе с междуэлектродными емкостями $C_{з.с}$ и $C_{с.к}$ левого триода лампы образуют мост, в одну диагональ которого включена катушка L_2, а в другую участок анод—катод этого триода. При сбалансированном мосте происходит нейтрализация емкости $C_{а.с}$. Это повышает устойчивость усилителя, а также устраняет просачивание напряжения гетеродина из выходной цепи лампы в антенную цепь.

Катушка L_5 настраивается в резонанс с распределенными емкостями на частоту примерно 140 *Мгц* так, чтобы выравнять усиление на первом и двенадцатом телевизионных каналах. Контур, образованный этой катушкой и распределенными емкостями, имеет очень тупую настройку из-за шунтирующего действия входного сопротивления правого триода лампы. Поэтому нет надобности в переключении катушки L_5 при переходе с одного диапазона на другой.

Индуктивность катушки L_5 определяется по формуле

$$L_5=\frac{1}{4\pi^2 f_н^2 C_0},$$

где $f_н$ —частота настройки контура;

$$C_0=C_к+\frac{C_{вых1}C_{вх2}}{C_{вых1}+C_{вх2}};$$

$C_к$ — распределенная емкость катушки;
$C_{вых1}$ — выходная емкость усилителя с заземленным катодом;
$C_{вх2}$ — входная емкость усилителя с заземленной сеткой.

Катушка L_3 совместно с конденсатором C_4 и распределенными емкостями образует выходной контур каскодного усилителя. Этот контур индуктивно связан с сеткой смесительной лампы, куда подается также напряжение гетеродина.

11. ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ЛАМП ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 22. По высокой частоте триоды $Л_1$ и $Л_2$ включены последовательно, т. е. переменная составляющая анодного тока их одна и та же. Поэтому все свойства каскодного усилителя, рассмотренные ранее, в равной степени относятся и к данной схеме. Особенностью же этой схемы является то, что по постоянному току лампы $Л_1$ и $Л_2$ включены парал-

лельно. Это позволяет применять источник анодного питания, имеющий в 2 раза меньшее напряжение. Использование в схеме триодов с большой крутизной позволяет понизить шумы.

Сигнал от входного высокочастотного разъема подается через разделительный конденсатор C_1 на часть катушки L_1. Последняя совместно с емкостями схемы настроена на резонансную частоту. Автотрансформаторное включение катушки позволяет согласовать сеточный контур с источником входного сигнала, исходя из условия ми-

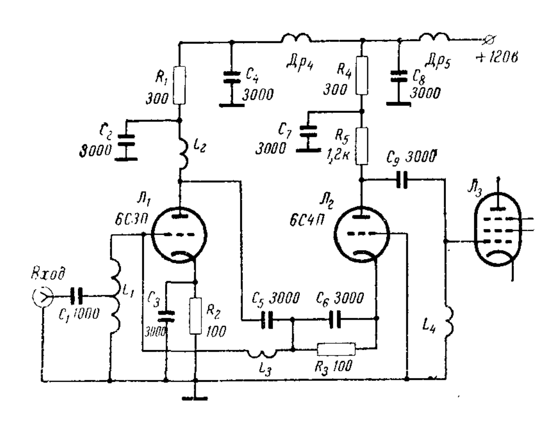


Рис. 22. Схема каскодного усилителя с параллельным включением ламп по постоянному току.

нимума шумов. Полоса пропускания сеточного контура определяется входным сопротивлением лампы $Л_1$; эквивалентным сопротивлению потерь катушки L_1, а также пересчитанным сопротивлением источника входного сигнала (в данном случае пересчитывается волновое сопротивление коаксиального кабеля).

Лампа $Л_1$ нагружена на низкое входное сопротивление лампы $Л_2$. Катушка L_2 настраивается с распределенными емкостями на усиливаемую частоту. Контур, состоящий из катушки L_3 и проходной емкости $C_{а.с}$ лампы $Л_1$, настраивается на резонансную частоту. Этим несколько повышается устойчивость первого каскада на лампе $Л_1$. Кроме того, катушка L_3 служит для того, чтобы замкнуть катод лампы $Л_2$ на землю по постоянному току.

Режим ламп $Л_1$ и $Л_2$ устанавливается выбором напряжений анодного питания и смещения. В данной схеме смещение как на сетке лампы $Л_1$, так и на сетке лампы $Л_2$ образуется за счет катодного тока соответствующей лампы.

Анодной нагрузкой лампы $Л_2$ служит контур, образованный катушкой L_4 и распределенными емкостями. Контур по высокой частоте зашунтирован сопротивлением R_5, которое выбирается, исходя из требуемой полосы пропускания.

12. УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ АНТЕННОЙ ПРИСТАВКИ

При дальнем приеме телевидения часто используются антенные усилители, располагаемые рядом с антенной. Поступающий на антенный усилитель сигнал усиливается и затем по кабелю подается на телевизор. На рис. 23 показана схема антенной приставки, выполненная на каскодных усилителях. Применение каскодного усилителя на входе, непосредственно после антенны, позволяет повысить от-

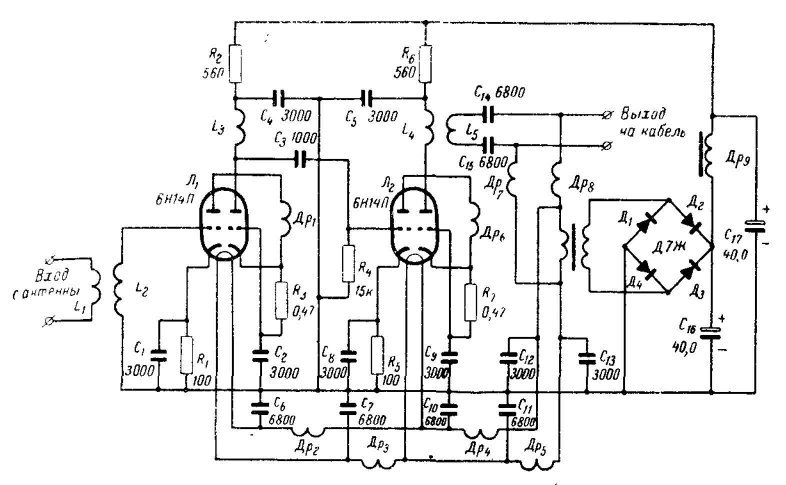


Рис. 23. Схема каскодного усилителя для антенной приставки.

ношение сигнал/шум и тем самым увеличить дальность приема телевизионных программ.

К особенностям этой схемы следует отнести способ получения напряжения смещения на сетках правых (по схеме) триодов ламп. Небольшое отрицательное смещение образуется благодаря элементам R_3C_2 и R_7C_9, включенным в сеточные цепи ламп.

Питание приставки осуществляется по тому же двухпроводному кабелю, по которому высокочастотный сигнал подается с приставки на телевизор. На приставку по этому кабелю подается напряжение 6,3 *в* частотой 50 *гц*. На обоих концах кабеля производится разделение сигнала высокой частоты и напряжения питания.

13. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ КАСКОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Возможность получения в каскодном усилителе очень большого усиления при малом уровне собственных шумов используется и в усилителях низкой частоты. Полоса пропускания каскодного усилителя, как и обычного, определяется величиной суммарной емкости,

подключенной параллельно анодной цепи, и сопротивлением анодной нагрузки. Относительно узкая полоса частот, которые необходимо усиливать для неискаженного воспроизведения музыки и речи (всего около 15 *кгц*), позволяет увеличивать сопротивление анодной нагрузки, величина которого может достигать значений $R_н > R_{iэ}$. В гл. 1 было показано, что в этом случае усиление каскодного усилителя близко к максимально возможному, т. е. к $\mu_э$.

В усилителях низкой частоты, особенно в тех, у которых высокоомный вход, важное значение имеет входная емкость. В случае наличия в анодной цепи чисто активной нагрузки динамическая проводимость лампы приобретает чисто емкостный характер. Для триодного усилителя с заземленным катодом на основании зависимостей (18) и (19) можно получить следующее выражение входной емкости, обусловленной связью через емкость $C_{а.с}$:

$$C'_{вх\,1} = C_{а.с}(1 + K).$$

При больших коэффициентах усиления входная емкость у триодных усилителей может достигать сотен пикофарад. У каскодного же усилителя первый триод работает с коэффициентом усиления, близким к единице. Поэтому для каскодного усилителя величина $C'_{вх1}$ значительно уменьшается и равна:

$$C'_{вх\,1} = 2C_{а.с}.$$

Эти особенности объясняют широкое применение каскодных усилителей в микрофонных каскадах и предварительных усилительных каскадах каналов воспроизведения магнитной записи, т. е. в усилителях, работающих при очень низких уровнях входного сигнала. Как известно, такие усилители должны обладать наибольшим возможным усилением при наименьшем уровне собственных шумов.

Каскодные усилители находят применение и в электронных стабилизаторах напряжения. Применение в них каскодных схем позволяет существенно улучшить параметры электронного стабилизатора напряжения.

Фактически каскодный усилитель имеет два независимых элемента управления: сетки первого и второго триодов. Это позволяет использовать каскодные схемы в усилителях с двойным управлением и в избирательных усилителях, значительно расширяя их возможности. Наконец, многочисленные видоизменения основной схемы каскодного усилителя в сочетании в возможностью двойного управления обладают особыми свойствами, характерными лишь для этих схем.

Примеры практического применения различных каскодных усилителей низкой частоты, их параметры и особенности приводятся ниже.

14. МИКРОФОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Характерные особенности каскодного усилителя наиболее полно используются в микрофонных каскадах и предварительных усилителях каналов воспроизведения магнитной записи, отличающихся очень низким уровнем входного сигнала. Каскодный входной усилитель позволяет обеспечить в этом случае превышение сигнала над шумом, достаточное для высококачественного воспроизведения звука.

Принципиальная схема и расчет низкочастотных каскодных усилителей практически не отличаются от высокочастотных. Полная принципиальная схема каскодного микрофонного усилителя приведена на рис. 24. Усилитель предназначен для работы с динамическим микрофоном и имеет полный коэффициент усиления 51 *дб*.

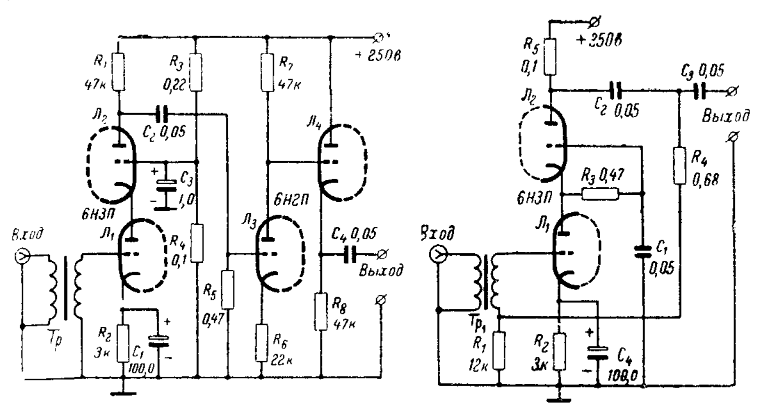


Рис. 24. Схема микрофонного каскодного усилителя.

Рис. 25. Схема микрофонного каскодного усилителя с отрицательной обратной связью.

Недостатком этой схемы является применение фиксированного смещения триода $Л_2$. При изменении параметров лампы изменяется и ее режим. Этот недостаток может быть устранен применением автоматического смещения, создаваемого сеточным током триода $Л_2$ на сопротивлении R_3 (рис. 25). По напряжению сигнала сетка этого триода заземлена через конденсатор C_1.

Для повышения линейности усилителя и расширения его динамического диапазона может быть введена отрицательная обратная связь. Напряжение обратной связи подается с анодной нагрузки триода $Л_2$ через делитель напряжения $R_1 R_4$ на сетку триода $Л_1$.

К конструкции микрофонных каскодных усилителей предъявляются требования, аналогичные требованиям к обычным входным каскадам, работающим при низком уровне входного сигнала: тщательный монтаж, экранировка входных цепей, предохранение ламп от вибраций для предотвращения микрофонного эффекта и т. п.

15. УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОЧЕНЬ БОЛЬШИМ УСИЛЕНИЕМ

В ряде электронных схем бывает необходимо получить очень высокие значения коэффициента усиления при достаточной устойчивости работы усилителя. Например, от величины коэффициента усиле-

ния управляющего усилителя зависит выходное сопротивление, а следовательно, и эффективность работы электронного стабилизатора напряжения. Величина выходного сопротивления стабилизатора определяется выражением

$$R_{вых} = \frac{1}{S_п K},$$

где $S_п$ — крутизна характеристики последовательной лампы;
K — коэффициент усиления управляющей лампы.

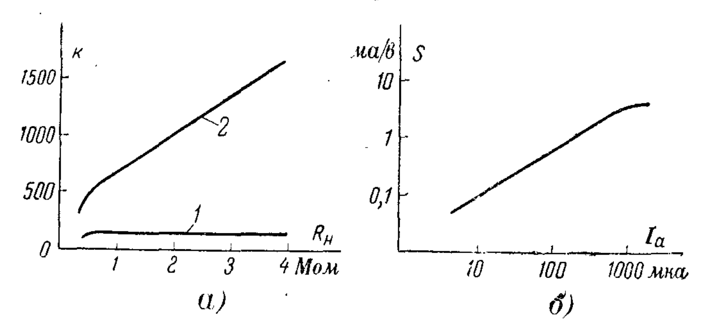


Рис. 26. Характеристики каскодного усилителя.

а — зависимость коэффициента усиления от сопротивления нагрузки; *б* — зависимость крутизны от анодного тока.

Типовой усилитель на пентоде в этой схеме имеет коэффициент усиления $K=100$ и при крутизне характеристики последовательной лампы $S=5$ *ма/в* выходное сопротивление стабилизатора $R_{вых}=2$ *ом.*

Как видно из формулы (11), усиление каскодного усилителя увеличивается с увеличением анодной нагрузки. Однако беспредельно увеличивать сопротивление анодной нагрузки нельзя. Дело в том, что напряжение анодного питания управляющего усилителя имеет постоянную величину, равную выходному напряжению стабилизатора. Поэтому при увеличении сопротивления анодной нагрузки уменьшается анодный ток триодов каскодного усилителя.

Но с уменьшением анодного тока триода уменьшается значение его крутизны. Поэтому при увеличении сопротивления анодной нагрузки триода $Л_2$ сверх некоторого предела усиление каскада перестает расти (кривая *1* на рис. 26, *а*). Сказанное подтверждается рис. 26, *б*, на котором показана зависимость статической крутизны триода от анодного тока, снятая при очень малых значениях последнего.

Коэффициент усиления каскодного усилителя с очень большим сопротивлением анодной нагрузки может быть повышен путем увеличения крутизны характеристики триода $Л_1$. Для этого, как следует из рис. 26, *б*, необходимо увеличить ток триода. В схеме каскодного усилителя, изображенной на рис. 27, увеличение анодного тока триода $Л_1$ достигается подключением его анода через добавочное сопротивление R_2 к источнику анодного питания.

Параметры S и R_i триода изменяются при изменении анодного тока, однако их произведение, равное μ, остается постоянным. Это означает, что в случае применения в каскодной схеме одинаковых триодов, когда токи их различны, соотношения между параметрами этих триодов будут следующими:

$$R_{i1} \neq R_{i2}; \quad S_1 \neq S_2; \quad \mu_1 = \mu_2 = \mu.$$

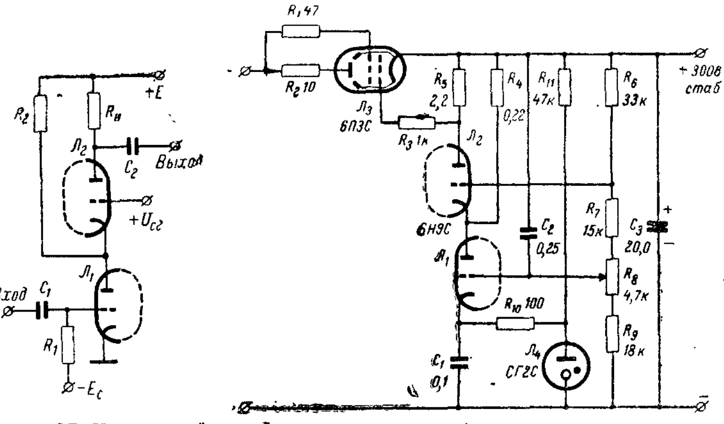


Рис. 27. Каскодный усилитель с увеличенным током лампы $Л_1$.

Рис. 28. Электронный стабилизатор напряжения с каскодным управляющим усилителем

В этом случае формула (8) для коэффициента усиления каскодного усилителя приобретает вид:

$$K = \frac{\mu(\mu+1) R_н}{R_н + R_{i1}(\mu+1) + R_{i2}} \approx \frac{\mu^2 R_н}{R_н + R_{i1}\mu + R_{i2}}.$$

Разделив числитель и знаменатель правой части этого выражения на μR_{i1}, убеждаемся, что коэффициент усиления каскодной схемы прямо пропорционален крутизне первого триода:

$$K \approx \frac{S_1 R_н}{1 + \frac{R_н + R_{i2}}{\mu R_{i1}}}. \qquad (40)$$

Результаты экспериментального исследования усиления каскодного усилителя с увеличенным током триода $Л_1$ приведены на рис. 26, *а* (кривая *2*). Если в обычном каскодном усилителе при увеличении нагрузочного сопротивления от 200 *ком* до 4 *Мом* усиление оставалось примерно постоянным, приблизительно равным 100 (кривая *1*), то в схеме с добавочным током триода $Л_1$ усиление с ростом нагрузки непрерывно растет и достигает значения 1 700 при сопротивлении анодной нагрузки 4 *Мом.* При снятии обеих характе-

ристик, изображенных на рис. 26, *а*, режим триода $Л_2$ выбирался таким, чтобы падение напряжения на сопротивлении анодной нагрузки оставалось постоянным.

Полная схема электронного стабилизатора напряжения, в котором в качестве управляющего усилителя использована каскодная схема с очень высоким коэффициентом усиления, показана на рис. 28. Стабилитрон $Л_4$, подключенный к катоду лампы $Л_1$, служит для создания опорного напряжения. Падение напряжения на стабилитроне постоянно и практически не зависит от колебаний напряжения питания. Часть выходного напряжения электронного стабилизатора снимается с делителя напряжения R_6R_9 и подводится к сетке лампы $Л_1$. Между сеткой и катодом этой лампы оказывается приложенной разность опорного напряжения и напряжения, снимаемого с делителя.

Сопротивления делителя напряжения выбираются так, чтобы разностное напряжение было равно напряжению смещения лампы $Л_1$ в рабочей точке. Падение напряжения на анодной нагрузке R_5 является напряжением смещения лампы $Л_3$ в ее рабочей точке. При отклонении величины выходного напряжения электронного стабилизатора от заданного значения между сеткой и катодом лампы $Л_1$ оказывается приложенным напряжение, отличающееся на величину ΔU от начального смещения. Обычно ΔU называют сигналом ошибки. Усиленный каскодным усилителем сигнал ошибки прикладывается к сетке лампы $Л_3$, изменяя ее внутреннее сопротивление. Соответственно изменяется и выходное напряжение стабилизатора.

Очевидно, что чем больше усиление каскодного усилителя, тем при меньших значениях сигнала ошибки происходит изменение внутреннего сопротивления лампы $Л_3$, достаточное для компенсации этого сигнала ошибки, т. е. тем выше стабильность выходного напряжения электронного стабилизатора.

Стабилитрон, являющийся источником опорного напряжения, обладает достаточно большим внутренним сопротивлением. На этом сопротивлении, включенном между катодом лампы $Л_1$ и землей, создается за счет анодного тока лампы $Л_1$ отрицательная обратная связь, что приводит к уменьшению коэффициента усиления управляющего усилителя по переменному току. Для устранения обратной связи стабилитрон блокируется конденсатором C_1. Чтобы исключить возможность возникновения релаксационных колебаний, к которым склонны схемы со стабилитроном, между стабилитроном и конденсатором C_1 включено сопротивление R_{10}.

При сопротивлении анодной нагрузки каскада $R_5=2{,}2$ *Мом* и полной емкости в сеточной цепи лампы $Л_3$ относительно земли, равной 32 *пф*, полоса пропускания управляющего усилителя (при неравномерности амплитудно-частичной характеристики, равной 3 *дб*) составляет 2,5 *кгц*.

В связи с высоким коэффициентом усиления управляющего усилителя серьезное внимание обращается на его защищенность от наводок переменного тока. Как показала практика, шумы на выходе каскодного усилителя с очень большим коэффициентом усиления определяются в первую очередь наводками на сетку лампы $Л_1$. Уменьшение фона шумов достигается тщательным выполнением монтажа элементов и соединений сеточной цепи лампы $Л_1$ и применением относительно низкоомного делителя на сопротивлениях R_6R_9. Конденсатор C_2 шунтирует верхнее плечо делителя напряжения, повышая

его коэффициент передачи на высших рабочих частотах. При выполнении всех мер предосторожности уровень шума на выходе управляющего усилителя, обусловленного наводками из цепей накала на сетку первой лампы и собственными шумами усилителя, не превышает 100—200 *мкв*.

Выходное сопротивление электронного стабилизатора напряжения с каскодным управляющим усилителем составляет 0,5 *ом* для по-

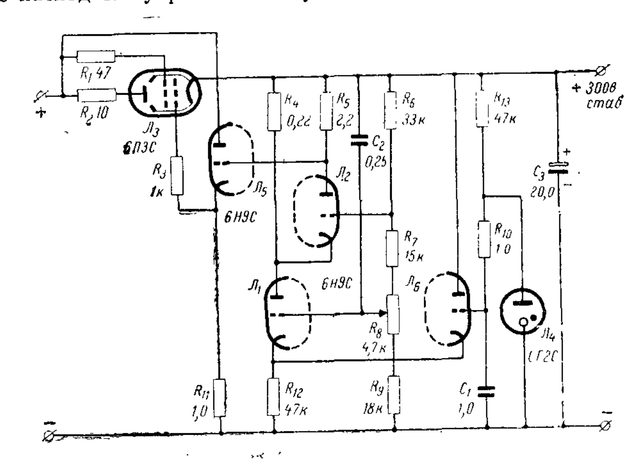


Рис. 29. Улучшенная схема электронного стабилизатора напряжения.

стоянного тока и уменьшается до 0,2 *ом* для частот до 30 *кгц* в результате действия конденсаторов C_1 и C_3.

Одним из недостатков приведенной на рис. 28 схемы электронного стабилизатора напряжения является узкая полоса пропускания управляющего усилителя. Она определяется значением шунтирующих анодную нагрузку каскодной схемы емкостей, из которых преобладающее значение имеет входная емкость мощной лампы $Л_3$. Во многих случаях вместо одной лампы $Л_3$ включаются параллельно несколько одинаковых ламп. Тогда соответственно увеличивается и входная емкость.

Улучшение частотных свойств каскодного усилителя с высокоомной нагрузкой может быть получено введением катодного повторителя между анодной нагрузкой управляющего усилителя и сеткой последовательной лампы. Модифицированная схема электронного стабилизатора показана на рис. 29.

Как известно, входная емкость катодного повторителя на триоде, равная

$$C_{вх} \approx C_{с.а} + C_{с.к}(1 - k_1),$$

значительно меньше входной емкости обычного усилительного каскада из-за введения отрицательной обратной связи (k_1 — коэффици-

ент передачи катодного повторителя, близкий к единице). В связи с тем, что коэффициент передачи катодного повторителя практически не зависит от колебаний напряжения анодного питания, анод лампы $Л_5$ может быть соединен непосредственно с выпрямителем.

Рассматриваемый каскодный усилитель, являющийся практически усилителем постоянного тока, обладает общим для этих усилителей недостатком: его выходное напряжение зависит от напряжения питания накальных цепей. В рабочем режиме анодный ток лампы ограничен лишь потенциалами электродов. Изменение напряжения на нити накала приводит к изменениям среднего значения начальных скоростей эмиттируемых катодом электронов. Это вызывает соответствующее изменение анодного тока лампы при постоянных потенциалах электродов. Для обычного усилителя постоянного тока, где анодный ток мал по сравнению с током эмиссии катода, этот эффект практически не зависит от анодного напряжения. При колебаниях сетевого напряжения в пределах $\pm 10\%$ выходное напряжение стабилизатора по схеме на рис. 29 за счет изменения анодного тока в каскодной схеме меняется на $\pm 0{,}4$ *в*.

Для поддержания анодного тока постоянным может быть использована широко распространенная схема катодной компенсации. Установлено, что увеличение напряжения на подогревателе на 10% эквивалентно уменьшению потенциала катода на 100 *мв*. Это изменение можно компенсировать введением в цепь катода равного напряжения противоположного знака. Обычно компенсация осуществляется подключением к катоду лампы компенсируемого усилителя $Л_1$ катода лампы $Л_6$, включенной по схеме катодного повторителя. В простейшем случае, когда лампы $Л_1$ и $Л_6$ заключены в один баллон и их параметры одинаковы, можно считать, что изменение напряжения на катодном сопротивлении ламп за счет тока лампы $Л_6$ полностью компенсирует изменение тока в лампе $Л_1$.

Лампы $Л_1$ и $Л_6$ на рис. 29, выполненные в виде двойного триода, поставлены практически в одинаковый режим, так как опорное напряжение со стабилитрона $Л_4$, приложенное к сетке лампы $Л_6$, лишь на 1—1,5 *в* отличается от напряжения, приложенного к сетке лампы $Л_1$. Высокоомный вход катодного повторителя с лампой $Л_6$ позволил применить сглаживающий фильтр $R_{10}C_1$ с большой постоянной времени в цепи опорного напряжения при небольших значениях емкости фильтра.

В этой схеме при изменении напряжения сети в пределах $\pm 10\%$ выходное напряжение стабилизатора изменяется всего лишь на 70 *мв* при выходном напряжении 300 *в*.

16. ЭЛЕКТРОННЫЙ ИНТЕГРАТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Еще более жесткие требования стабильности предъявляются к усилителям постоянного тока, применяемым, например, в схеме электронного интегратора напряжения. Интегрирующие усилители, выходное напряжение которых пропорционально интегралу входного сигнала, получили широкое распространение в вычислительных устройствах, схемах точного измерения промежутков времени и пр. В частности, на том свойстве, что интегралом некоторой постоянной величины является линейно возрастающая функция, основано применение интегрирующих усилителей для получения пилообразного напряжения развертки с очень высокой линейностью для точных электронных приборов. Входным сигналом такого усилителя является по-

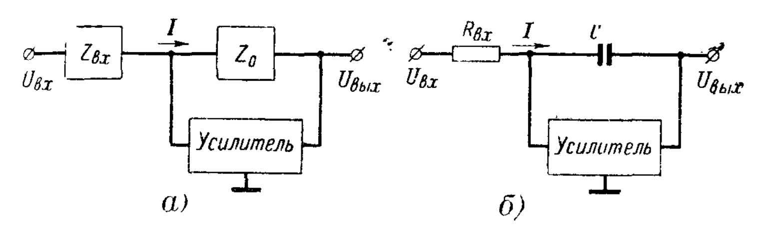


Рис. 30. Интегрирующий усилитель.

а — структурная схема усилителя с обратной связью; *б* — структурная схема интегрирующего усилителя.

стоянное напряжение. Линейность выходного напряжения интегратора зависит в первую очередь от стабильности усилителя постоянного тока.

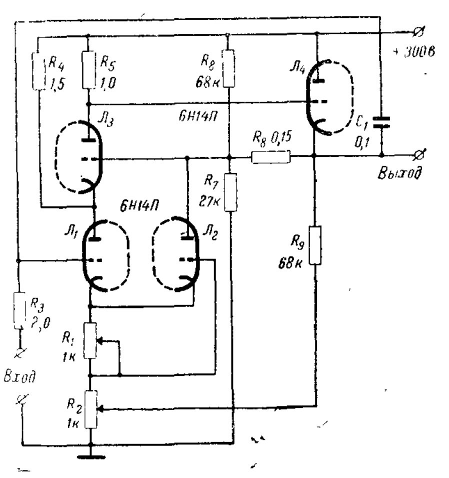


Рис. 31 Схема интегрирующего усилителя.

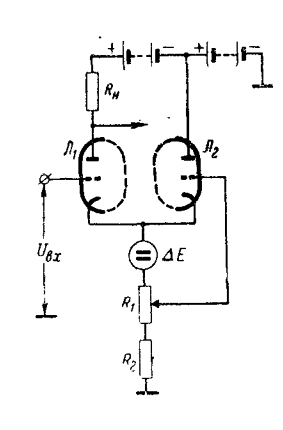


Рис. 32. Катодная компенсация нестабильности напряжения подогревателя.

Принцип работы интегрирующего усилителя следующий. Если в усилителе (рис. 30, *а*) создать очень сильную отрицательную обратную связь путем подачи его выходного напряжения на вход через цепь обратной связи Z_0, то при очень большом коэффициенте усиления усилителя напряжение на входных зажимах усилителя остается практически постоянным при любых изменениях входного сигнала.

Это происходит потому, что любому изменению входного сигнала соответствует противодействующее изменение сигнала обратной связи, компенсирующее изменение напряжения на входе. Если входная цепь усилителя не потребляет тока, то выходное напряжение такого усилителя

$$U_{\text{вых}} = -IZ_0,$$

где Z_0 — сопротивление цепи обратной связи.

Если напряжение сигнала подается через последовательное сопротивление $R_{\text{вх}}$, а цепь отрицательной обратной связи образована конденсатором C (рис. 30, б), то выходное напряжение усилителя

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_{\text{вх}}C}\int U_{\text{вх}}\,dt, \tag{41}$$

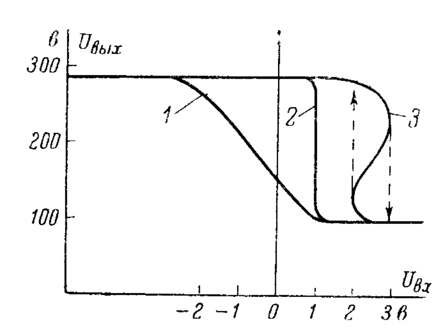


Рис. 33. Выходные характеристики интегрирующего усилителя.

т. е. входное напряжение такого усилителя пропорционально интегралу по времени от напряжения сигнала.

Принципиальная схема интегрирующего усилителя приведена на рис. 31. Повышенные требования к стабильности усилителя при колебаниях напряжения накала заставляют несколько усложнить схему катодной компенсации (рис. 32). Здесь эффект изменения эмиссии катода при колебаниях напряжения накала воспроизведен генератором напряжения ΔE, включенным последовательно с катодом. Компенсация напряжения ΔE достигается падением напряжения на сопротивлении R_2 за счет тока компенсирующей лампы. Эта схема верна при условии, что ток лампы $Л_1$ во много раз меньше тока лампы $Л_2$ и падение напряжения на сопротивлении R_2 определяется в основном током лампы $Л_2$. Сопротивление R_2 выбирается из условия

$$R_2 = \frac{k}{S_2},$$

где k — коэффициент пропорциональности;
S_2 — крутизна характеристики лампы $Л_2$.

Если лампы $Л_1$ и $Л_2$ имеют одинаковые параметры, то $k=1$ и $R_2=1/S$.

Точность выполнения равенства (41) в интегрирующем усилителе тем выше, чем больше коэффициент усиления усилителя постоянного тока. Ошибка интегрирования равна нулю при бесконечно большом усилении. Это условие и определяет необходимость применения в интегрирующем усилителе каскодной схемы. Здесь показан еще один метод повышения усиления путем введения положительной обратной связи. Напряжение ее вводится из катодной цепи лампы $Л_4$ в катодную цепь лампы $Л_1$ и регулируется сопротивлением R_2.

Выходные характеристики интегрирующего усилителя с положительной обратной связью приведены на рис. 33. Без положительной обратной связи (кривая *1*) характеристика выходного напряжения имеет относительно малую крутизну. Кривая *2* относится к случаю оптимальной регулировки положительной обратной связи, когда коэффициент усиления каскодной схемы (и, следовательно, крутизна выходной характеристики) бесконечно велик. В этом случае соблюдается условие точного интегрирования, и усилитель линейно работает во всем динамическом диапазоне, достигающем 175 *в*. При слишком сильной положительной обратной связи (кривая *3*) появляется участок с отрицательным углом наклона. Схема становится склонной к релаксационным колебаниям.

При использовании лишь части динамического диапазона усилителя (20—50 *в*) настройка положительной обратной связи для получения «бесконечного» усиления некритична и допускает небольшие отклонения от точной установки сопротивления R_2.

17. САМОБАЛАНСИРУЮЩИЙСЯ КАСКОДНЫЙ ФАЗОИНВЕРТОР

Наличие в каскодном усилителе двух управляющих сеток позволяет производить раздельную регулировку анодного тока по каждой из сеток. Эта возможность двойного управления, позволяющая эффективно изолировать цепи сигнала и обратной связи, широко используется при создании усилителей с положительной или отрицательной обратной связью избирательных усилителей и т. п.

Из выражения (8) следует, что коэффициент усиления каскодной схемы относительно сетки лампы $Л_1$ (нижней) в случае одинаковых ламп

$$K_{c1} = \frac{\mu(\mu+1)R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + (\mu+2)R_i} \approx SR_{\text{н}}. \tag{42}$$

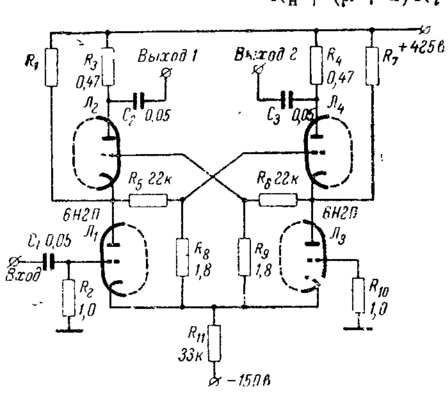


Рис. 34. Самобалансирующийся фазоинвертор с перекрестными связями.

Относительно сетки лампы $Л_2$ (верхней) коэффициент усиления

$$K_{c2} = \frac{\mu R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + (\mu+2)R_i}, \tag{43}$$

т. е. примерно в μ раз меньше, чем K_{c1}. Назначение и особенности усилителя определяют, на какую из сеток (более чувствительную или менее чувствительную) подается основной сигнал и на какую подается сигнал обратной связи.

В избирательных и частотно-корректирую-

щих усилителях, где необходимо получить большое усиление в цепи обратной связи, для основного сигнала обычно используется сетка лампы $Л_2$. В обычных же усилительных каскадах с обратной связью основной сигнал подается на сетку $Л_1$, а для введения обратной связи используется сетка лампы $Л_2$.

На рис. 34 приведена схема самобалансирующегося фазоинверсного каскада. Здесь возможность управления по сетке лампы $Л_2$ используется для автоматической балансировки схемы. Для этого введены перекрестные связи по постоянному току сеток ламп $Л_2$ и $Л_4$ с катодами. Сохранение динамического диапазона фазоинверсного каскада и полосы пропускания при одновременном увеличении коэффициента усиления достигается увеличением анодного тока триодов $Л_1$ и $Л_3$ путем введения сопротивлений R_1 и R_7.

Выполненный по приведенной на рис. 34 схеме усилитель позволяет получить на выходе двухтактное напряжение сигнала с амплитудой 100 *в*. Коэффициент усиления схемы около 500.

18. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЙ КАСКОДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Из всех схем избирательных усилителей наибольшее распространение получили схемы с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи. Они отличаются простотой, легкостью настройки и стабильностью параметров. Обычно избирательный

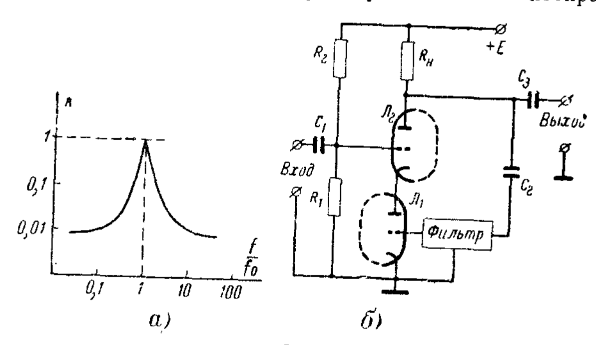


Рис. 35. Каскодный избирательный усилитель.
а — характеристика избирательности; *б* — принципиальная схема.

мост, обладающий частотной характеристикой, внешне напоминающий характеристику резонансного контура, включается между анодом и сеткой усилительного каскада. Частотная характеристика такого избирательного усилителя приведена на рис. 35, *а*.

Эквивалентная «добротность» усилителя с двойным Т-образным мостом, называемая обычно его качеством,

$$Q_э = \frac{f_0}{2\Delta f} \approx \frac{K+1}{4}, \qquad (44)$$

где K — коэффициент усиления каскада без цепи обратной связи.

Как видно из этой формулы, избирательность усилителя зависит от его коэффициента усиления. Сочетание в каскодном усилителе таких качеств, как высокий коэффициент усиления и возможность двойного управления, позволяет создать на его основе избирательный усилитель с весьма высокой избирательностью.

Из формул (42) и (43) видно, что для достижения высокого качества сигнал обратной связи следует подавать на сетку лампы $Л_1$. Разделение цепей обратной связи и сигнала, который подается на

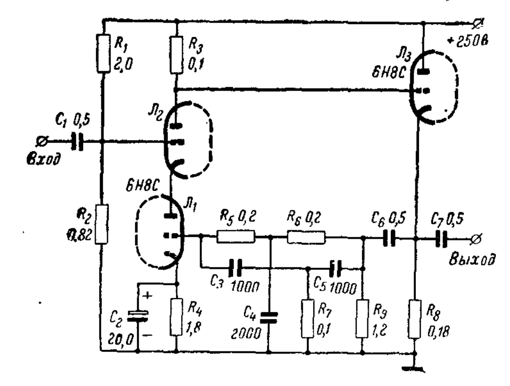


Рис. 36. Каскодный усилитель с высокой избирательностью.

сетку лампы $Л_2$, также способствует повышению избирательности усилителя за счет устранения шунтирующего действия цепи сигнала на избирательный мост. Общая схема избирательного каскодного усилителя приведена на рис. 35, *б*. Эквивалентная добротность такого усилителя подсчитывается по формуле

$$Q_э \approx \frac{S_1 R_н + 1}{4} \approx \frac{S_1 R_н}{4}. \qquad (45)$$

Пример практической схемы избирательного каскодного усилителя приведен на рис. 36. Повышение эквивалентной добротности в этой схеме достигается также развязкой анодной нагрузки усилителя и избирательного моста посредством катодного повторителя на лампе $Л_3$. Высокое входное сопротивление катодного повторителя позволило повысить сопротивление анодной нагрузки каскодной схемы. Помимо буферного действия катодного повторителя, его применение также полезно с точки зрения понижения сопротивления источника сигнала для избирательного моста. Схема рассчитана на выделение сигналов частоты $f_0 = 800$ *гц*.

19. ВИДОИЗМЕНЕННЫЕ СХЕМЫ КАСКОДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Существует большое количество различных видоизменений основной схемы каскодного усилителя. Приобретая новые свойства и параметры, эти видоизменения зачастую теряют некоторые свойства,

характерные для каскодной схемы. Например, такое изменение каскодной схемы, в которой выходной сигнал снимается не с анода лампы $Л_2$, а с анода лампы $Л_1$, позволяет получить свойства, характерные для анодного повторителя.

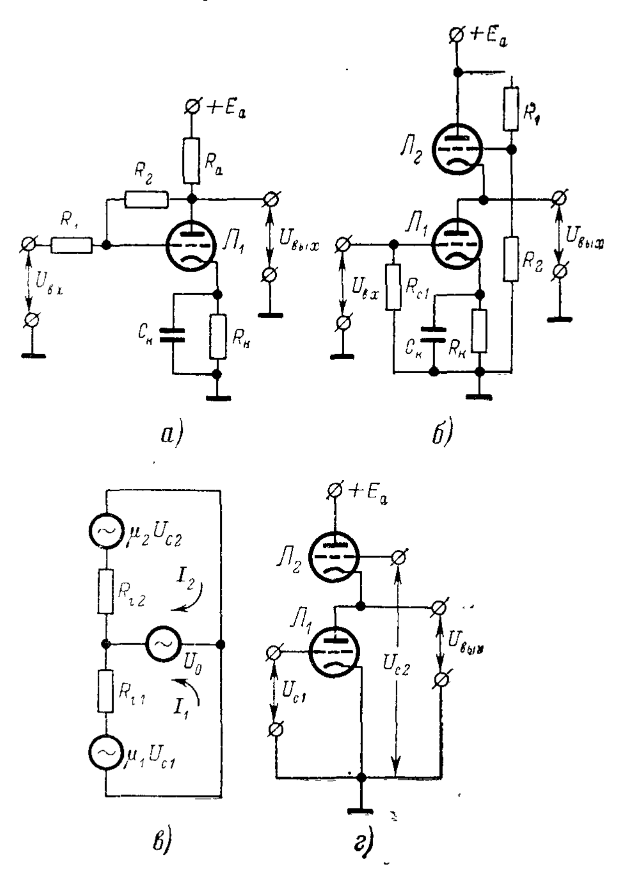


Рис. 37. Видоизменения основной схемы каскодного усилителя.

а — анодный повторитель; *б* — каскодный анодный повторитель; *в* — эквивалентная схема каскодного анодного повторителя; *г* — дифференциальный усилитель.

Анодный повторитель, схема которого приведена на рис. 37,*а*, характеризуется относительно низким выходным сопротивлением и коэффициентом передачи напряжения (коэффициентом усиления), близким к единице. От катодного повторителя анодный повторитель отличается в основном тем, что в нем происходит переворот фазы передаваемого сигнала. Основным недостатком анодного повторителя является низкое входное сопротивление, обусловленное шунтирующим действием цепи параллельной обратной связи по напряжению (через сопротивление R_2).

На рис. 37, *б* приведена схема анодного повторителя каскодного типа, которая отличается значительно большим входным сопротивлением и лучшим коэффициентом передачи напряжения благодаря отсутствию в этой схеме цепи параллельной обратной связи. На низких частотах входное сопротивление определяется в основном сопротивлением R_{c1} утечки сетки входной лампы, величина которого может достигать нескольких мегом. На основании эквивалентной схемы каскодного анодного повторителя (рис. 37, *в*) можно написать уравнения контурных токов I_1 и I_2. Полагая

$$U_{c1} = U_{вх} = 0, \text{ имеем } U_{c2} = -\mu U_{c1} + I_1 R_i = I_1 R_i.$$

Тогда

$$I_1 = \frac{U_0}{R_{i1}};$$

$$I_2 = \frac{U_0 + \mu_2 U_{c2}}{R_{i2}} = \frac{U_0 (1 + \mu_2)}{R_{i2}}.$$

При условии применения одинаковых ламп, когда $R_{i1} = R_{i2} = R_i$ и $\mu_1 = \mu_2 = \mu \gg 2$, можно записать выражение для выходного сопротивления схемы

$$R_{вых} = \frac{R_i}{\mu + 2} \approx \frac{1}{S}.$$

Для определения коэффициента передачи принимаем $U_{вх} \neq 0$. Тогда можно записать следующую систему уравнений:

$$\mu_1 U_{c1} + \mu_2 U_{c2} = I_a (R_{i1} + R_{i2});$$

$$U_{вых} = I_a R_{i1} - \mu_1 U_{c1};$$

$$U_{c1} = U_{вх};$$

$$U_{c2} = -U_{вых}.$$

Отсюда

$$I_a = \frac{(1 + \mu_2)(\mu_1 U_{вх})}{R_{i1}(1 + \mu_2) + R_{i2}} = \frac{U_{вх}\mu_1}{R_{i1} + \frac{R_{i2}}{1 + \mu_2}},$$

а так как

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}},$$

то выражение для коэффициента передачи имеет следующий вид:

$$K = -\frac{\mu_1 R_{i2}}{R_{i2} + R_{i1} + \mu_2 R_{i1}}. \qquad (46)$$

В случае применения ламп с одинаковыми параметрами это выражение упрощается:

$$K = -\frac{\mu}{\mu+2} \approx -1.$$

Знак минус перед выражением показывает, что в схеме происходит переворот фазы сигнала на 180°.

Дальнейшее видоизменение этой схемы может идти по пути введения управления по сетке лампы $Л_2$ (рис. 37, *г*). Такая схема является

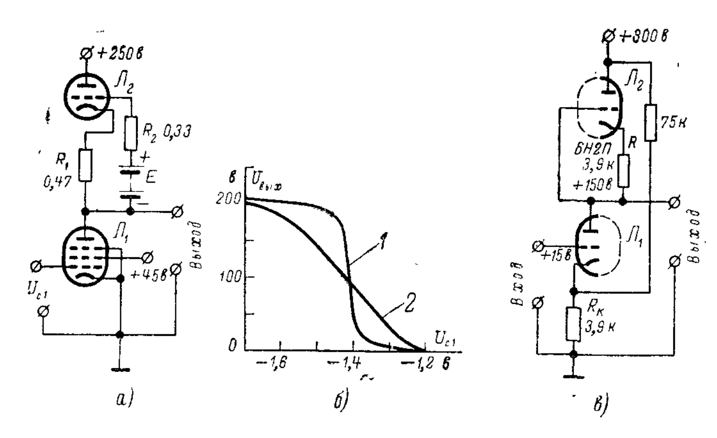


Рис. 38. Усилитель с постоянным анодным током.

а — принципиальная схема; *б* — выходные характеристики; *в* — схема с компенсацией дрейфа.

ется фактически дифференциальным усилителем. Ее выходное напряжение в общем случае определяется следующим выражением:

$$U_{вых} = \frac{\mu_2 R_{i1} U_{c2} - \mu_1 R_{i2} U_{c1}}{R_{i2}(1+\mu_2) + R_{i2}}. \qquad (47)$$

Для случая одинаковых ламп $Л_1$ и $Л_2$ это выражение принимает вид:

$$U_{вых} = \frac{\mu}{\mu+2}(U_{c2} - U_{c1})$$

или, при выполнении условия $\mu \gg 2$,

$$U_{вых} \approx (U_{c2} - U_{c1}).$$

С возможностью двойного управления связано вообще большое количество видоизменений основной каскодной схемы. К таким видоизменениям можно отнести и схемы с обеспечением постоянного анодного тока усилителя, и схемы с компенсацией дрейфа за счет колебаний напряжения подогревателя, обладающие свойством весьма большой широкополостности.

Схема с постоянным анодным током усилителя, иллюстрирующая еще одну возможность повышения коэффициента усиления, приведена на рис. 38, *а*. Как уже упоминалось, возможность повышения усиления в узкополосных усилителях путем увеличения сопротивления анодной нагрузки ограничена предельным значением напряжения источника питания $E_а$. Однако, если выходное напряжение снимать с анода лампы $Л_1$, а лампу $Л_2$ использовать в качестве нагрузки, то получаются совершенно новые свойства. В этом случае лампа $Л_2$, работая катодным повторителем, воспроизводит на катоде напряжение дополнительной батареи E, включенной между ее катодом и сеткой. Формула для анодного тока такой схемы может быть записана в следующем виде:

$$I_а = \frac{E_а - U_{а1} + \mu_2 E}{R_{i2} + (\mu_2+1) R_1}. \qquad (48)$$

Таким образом, лампа $Л_2$ эквивалентна сопротивлению

$$R' = R_{i2} + (\mu_2 + 1) R_1, \qquad (49)$$

присоединенному к эквивалентному источнику анодного питания напряжением

$$E'_а = E_а + \mu_2 E. \qquad (50)$$

Это означает, что напряжение источника питания как бы увеличивается на $\mu_2 E$. Соответственно может быть увеличен и коэффициент усиления схемы.

В приведенной на рис. 38, *а* схеме используются пентод $Л_1$ и триод $Л_2$. Выходные характеристики этого усилителя (кривая *1*) и обычного пентодного усилителя (кривая *2*) приведены на рис. 38, *б*. В пентодном усилителе, анодной нагрузкой которого служит триод, усиление достигает 7 000, в то время как в обычном пентодном усилителе максимальное усиление не превышает 600.

В отличие от описанной схемы с постоянным анодным током в очень похожей на нее схеме усилителя постоянного тока с компенсацией нестабильности напряжения накала нет источника смещения лампы $Л_2$. Однако и здесь (рис. 38, *в*) лампа $Л_2$ выполняет функцию нагрузочного сопротивления для усилительной лампы $Л_1$. Схема эта не позволяет получить высокие значения усиления из-за ограниченной величины напряжения анодного питания, так как фиктивного повышения напряжения питания за счет дополнительного источника (как в предыдущей схеме) в ней нет. Интересен этот усилитель тем, что изменение анодного тока усилительной лампы $Л_1$ из-за колебаний напряжения подогревателя не вызывает в нем изменения постоянного потенциала анода лампы $Л_1$.

Если обе лампы обладают одинаковыми параметрами и сигнал на сетку лампы $Л_1$ не подается, то при условии равенства катодных сопротивлений лампы ($R = R_к$) напряжение на выходе

$$U_{01} = \frac{E_а}{2}.$$

При подаче на сетку нижней лампы $Л_1$ сигнала напряжение выхода будет изменяться по закону:

$$U_{a1} = \frac{\{[R_i + (\mu+1)R_к]/[R_i + (\mu+1)R]\} E_a - \mu U_{c1}}{1 + \{[R_i + (\mu+1)R_к]/[R_i + (\mu+1)R]\}} \qquad (51)$$

или при $R = R_к$

$$U_{a1} = \frac{E}{2} - \frac{\mu U_{c1}}{2}.$$

Таким образом, усиление схемы равно $\mu/2$. Выходное напряжение линейно относительно напряжения U_{c1}, так как в выражении для него отсутствует значение внутреннего сопротивления. Однако последнее справедливо лишь при применении одинаковых триодов. При равенстве катодных сопротивлений обеих ламп выходное сопротивление схемы

$$R_{вых} = \frac{R_i + (\mu+1)R_к}{2}. \qquad (52)$$

Компенсация в схеме объясняется тем, что при изменении напряжения подогревателя в равной степени изменяются анодные токи обеих ламп. Внутренние сопротивления ламп изменяются на одну и ту же величину, и, следовательно, напряжение на аноде лампы $Л_1$ остается всегда постоянным. Таким образом, лампа $Л_2$ используется как нагрузка лампы $Л_1$, величина которой автоматически изменяется в такт с изменением ее внутреннего сопротивления при колебаниях напряжения питания. Если лампы $Л_1$ и $Л_2$ имеют различные характеристики по напряжению накала, то влияние колебаний напряжения может быть устранено соответствующим выбором соотношения сопротивлений R и $R_к$.

В приведенной схеме при использовании двойного триода 6Н2П ($\mu=100$) усиление равно $\mu/2=50$. При точно подобранном сопротивлении R удается получить практически полную компенсацию дрейфа. Остаточный дрейф не превышает 150 *мкв/ч*.

Эта схема обладает еще одним замечательным свойством — большой широкополосностью, что обусловило ее широкое применение в импульсной технике для передачи очень коротких импульсов.

20. УСИЛИТЕЛЬ С ДИНАМИЧЕСКОЙ АНОДНОЙ НАГРУЗКОЙ

Возможность управления величиной сопротивления анодной нагрузки в такт с сигналом позволяет значительно улучшить свойства видеоусилителей, предназначенных для усиления импульсов очень малой длительности. Для работы с такими импульсами видеоусилитель должен передавать очень короткие фронты, для чего верхняя граница его полосы пропускания должна лежать в области многих мегагерц. Последнее требование вступает в противоречие с необходимостью получения достаточного усиления импульса, так как увеличение усиления на лампе с некоторым значением крутизны возможно лишь за счет увеличения сопротивления R_a, увеличение же R_a сопровождается увеличением постоянной времени анодной цепи усилителя, т. е. сужением его полосы.

Поэтому способность видеоусилителя работать с импульсами, имеющими очень короткие фронты, может быть охарактеризована произведением его коэффициента усиления K на полосу пропускания Δf. Величина $K\Delta f$ для выбранного типа лампы постоянна, так как она определяется крутизной ее характеристики и емкостью C, образованной ее входной и выходной емкостями:

$$K\Delta f \sim \frac{S}{C}.$$

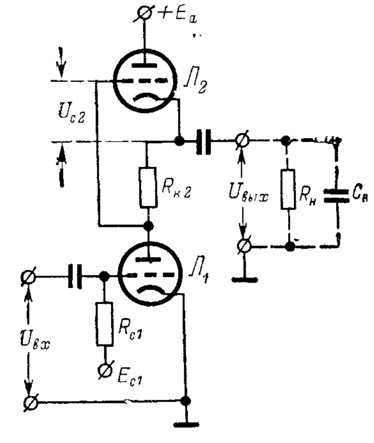


Рис. 39. Схема усилителя с динамической анодной нагрузкой.

Основное ограничение полосы пропускания, а следовательно, скорости нарастания напряжения на аноде лампы видеоусилителя происходит из-за того, что при запирании лампы отрицательным фронтом импульса на сетке напряжение на ее аноде не успевает изменяться вслед за изменением напряжения на сетке, так как выходная емкость не может мгновенно зарядиться через сопротивление R_a. С другой стороны, при отпирании лампы, когда на ее сетку подается положительный фронт импульса, разряд выходной емкости происходит через активный элемент — лампу, и скорость изменения напряжения на ее аноде в этом случае значительно выше.

Рис. 40. Эквивалентные схемы усилителя.

а — для определения коэффициента усиления; *б* — для определения выходного сопротивления.

В усилителе с динамической анодной нагрузкой, схема которого показана на рис. 39, сопротивление R_a заменено активным элементом — лампой, динамическое сопротивление которой регулируется самим усиливаемым напряжением. Такая схема отличается очень низким для лампового усилителя выходным сопротивлением, что обеспечивает значительное расширение полосы пропускания при выбранном коэффициенте усиления.

Эквивалентная низкочастотная схема этого усилителя приведена на рис. 40, *а*. Для упрощения анализа считаем, что обе лампы идентичны, т. е. $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ и $R_{i1} = R_{i2} = R_i$. Напишем уравнение контурных токов для большого контура:

$$I_1(2R_i+R_{к2})+I_2R_i=\mu(U_{вх}+U_{c2}),$$

где

$$U_{c2}=-I_1R_{к2}.$$

Тогда

$$I_1[2R_i+(1+\mu)R_{к2}]+I_2R_i=\mu U_{вх}. \quad (53)$$

Для верхнего контура уравнение имеет вид:

$$I_1R_i+I_2(R_i+R_н)=\mu U_{c2}=\mu(-I_1R_{к2}).$$

Его можно преобразовать следующим образом:

$$I_1(R_i+\mu R_{к2})+I_2(R_i+R_н)=0. \quad (54)$$

Решая совместно уравнения (53) и (54), получаем выражение для тока I_2:

$$I_2=-\frac{\mu U_{вх}(R_i+\mu R_{к2})}{R_i^2+R_{к2}R_i+(1+\mu)R_{к2}R_н+2R_iR_н}. \quad (55)$$

С другой стороны, коэффициент усиления схемы определяется выражением

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{I_2R_н}{U_{вх}}.$$

Подставив в него уравнение (55), получим значение коэффициента усиления усилителя с динамической анодной нагрузкой:

$$K=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=-\frac{R_i}{R_н}\,\frac{\mu(R_i+\mu R_{к2})}{(R_i+R_{к2})+(1+\mu)R_{к2}+2R_i}. \quad (56)$$

Для сравнения можно напомнить, что коэффициент усиления обычного лампового усилителя определяется уравнением

$$K=\frac{\mu R_н}{R_i+R_н}. \quad (57)$$

Найдем теперь выражение для выходного сопротивления усилителя. Эквивалентная схема для этого приведена на рис. 40, *б*. Для определения выходного сопротивления предполагается, что вход усилителя короткозамкнутый, а к выходным зажимам усилителя подключен источник переменного напряжения $U_г=U_{вых}$. Тогда выходное сопротивление равно отношению напряжения, развиваемого генератором, к отдаваемому генератором току.

Уравнение (53) для контурных токов большого контура при этом принимает следующий вид:

$$I_1(2R_i+R_{к2})+I_2R_i=\mu U_{c2},$$

так как $\mu U_{c1}=0$.

После преобразований и при условии $U_{c2}=-I_1R_{к2}$ получаем выражение

$$I_1[2R_i+(1+\mu)R_{к2}]+I_2R_i=0. \quad (58)$$

Для верхнего контура эквивалентной схемы можно записать:

$$I_1R_i+I_2R_i=\mu U_{c2}-U_г;$$
$$I_1(R_i+\mu R_{к2})+I_2R_i=-U_г. \quad (59)$$

В результате совместного решения уравнений (58) и (59) после преобразований получаем:

$$I_2=-\frac{U_г[2R_i+(1+\mu)R_{к2}]}{R_i(R_i+R_{к2})}.$$

Выходное сопротивление $R_{вых}=U_г/-I_2$ (знак минуса перед I_2 означает, что направление этого тока противоположно току от источника $U_г$ при указанной на схеме полярности его включения) в этом случае определяется уравнением

$$R_{вых}=\frac{R_i(R_i+R_{к2})}{2R_i+(1+\mu)R_{к2}}. \quad (60)$$

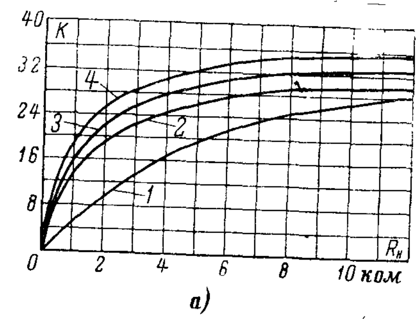
На рис. 41, *а* приведены построенные по уравнениям (56) и (57) кривые зависимости коэффициента усиления K от сопротивления нагрузки $R_н$ для различных значений $R_{к2}$. Из этих кривых видно, что при малых нагрузочных сопротивлениях коэффициент усиления усилителя с динамической анодной нагрузкой превышает коэффициент усиления обычного усилителя в несколько раз. Например, при $R_н=1$ *ком* и $R_{к2}=560$ *ом* выигрыш в коэффициенте усиления составляет 2,75.

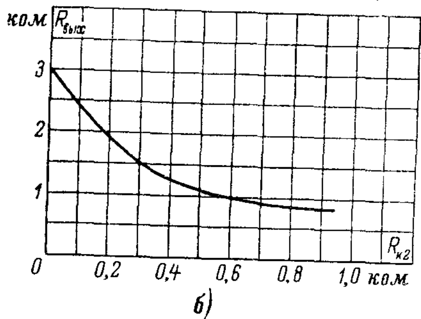
На рис. 41, *б* показана зависимость выходного сопротивления $R_{вых}$ усилителя с динамической анодной нагрузкой от величины сопротивления $R_{к2}$. Кривая построена по уравнению (60). Из нее видно, что, например, при $R_{к2}=560$ *ом* выходное сопротивление равно 1,1 *ком*, что в 5 раз меньше выходного сопротивления обычного усилителя с теми же параметрами.

Анализ усилителя с динамической анодной нагрузкой с учетом паразитных и междуэлектродных емкостей в схеме позволяет определить его полосу пропускания. Такой анализ весьма громоздок. В качестве примера можно указать, что при $R_{к2}=560$ *ом* и $R_н=1$ *ком* полоса пропускания усилителя с динамической анодной нагрузкой на лампе 6Н3П ($\mu=35$, $R_i=5{,}8$ *ком*) равна 4,95 *Мгц*.

Из кривых на рис. 41, *а* можно найти, что коэффициент усиления для этих же условий $K=16{,}8$. Таким образом, произведение $K\Delta f$ усилителя с динамической анодной нагрузкой равно 83 *Мгц*. В тех же условиях произведение $K\Delta f$ обычного усилителя (при $K=6$) составляет около 30 *Мгц*.

На рис. 41, *в* приведены кривые зависимости произведения $K\Delta f$ от емкости нагрузки $C_н$ для усилителя с динамической анодной нагрузкой и для аналогичного ему обычного усилителя. Усилитель с динамической анодной нагрузкой обеспечивает выигрыш до 80% при $C_н = 15$ *пф* и 200% при $C_н = 55$ *пф*.





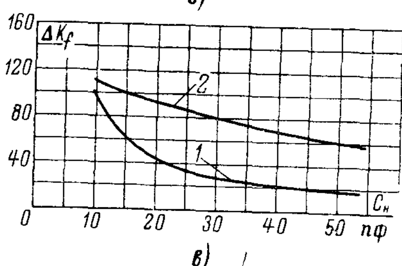


Рис. 41. Характеристики усилителя с динамической анодной нагрузкой на лампе 6Н3П ($\mu = 35$, $R_i = 5{,}8$ *ком*).

а — зависимость коэффициента усиления от $R_н$ (*1* — для обычного усилителя; *2* — при $R_{к2} = 360$ *ом*; *3* — при $R_{к2} = 560$ *ом*; *4* — при $R_{к2} = 820$ *ом*); *б* — зависимость выходного сопротивления от $R_{к2}$; *в* — зависимость $K\Delta f$ от $C_н$ для обычного усилителя (*1*) и для усилителя с динамической анодной нагрузкой (*2*) при $R_{к2} = 560$ *ом*.

Для достижения наибольшего значения произведения $K\Delta f$ следует увеличивать коэффициент усиления схемы, т. е. увеличивать сопротивление $R_{к2}$. Это сопровождается уменьшением полосы пропускания. Однако скорость увеличения коэффициента усиления превышает скорость уменьшения полосы пропускания, так что $R_{к2}$ целесообразно выбирать возможно большим. Но при увеличении $R_{к2}$ увеличивается смещение на лампу $Л_2$, что приводит к уменьшению ее тока, т. е. к уменьшению ее μ и S. Для сохранения высоких значений μ и S лампы $Л_2$ следует одновременно с увеличением $R_{к2}$ увеличивать и анодное напряжение лампы. Таким образом, предел увеличения $R_{к2}$ определяется максимально допустимым анодным напряжением для этой лампы.

Из рис. 41, *в* видно, что усилитель с динамической анодной нагрузкой целесообразно применять в схемах, где паразитная емкость определяется в основном емкостью нагрузки. Когда же последняя становится одного порядка величины с междуэлектродными емкостями, преимущества этого усилителя незначительны.

Одно из наиболее характерных применений усилителя с динамической анод-

Рис. 43. Схема быстродействующего триггера.

Рис. 42. Переходные характеристики усилителя с динамической анодной нагрузкой (*а*) и обычного усилителя (*б*) на лампе 6Н3П.

1 — при $C_н = 5$ *пф*; *2* — при $C_н = 15$ *пф*; *3* — при $C_н = 30$ *пф*; *4* — при $C_н = 55$ *пф*.

ной нагрузкой — в схемах быстродействующих триггеров. В этом случае наиболее наглядным параметром видеоусилителя, входящего в каждую из половин триггера, является время нарастания переднего фронта выходного импульса, которое пересчитывается в полосу пропускания усилителя

$$\Delta f = 0,35 \frac{1}{\tau_н}.$$

На рис. 42 приведены переходные характеристики усилителя с динамической анодной нагрузкой (*а*) и обычного усилителя (*б*), имеющих одинаковое значение коэффициента усиления. Характеристики показывают значительное увеличение времени нарастания у обычного усилителя при нагрузке, превышающей единицы пикофарад, что сопровождается в триггерах соответствующим уменьшением максимальной частоты их переключения.

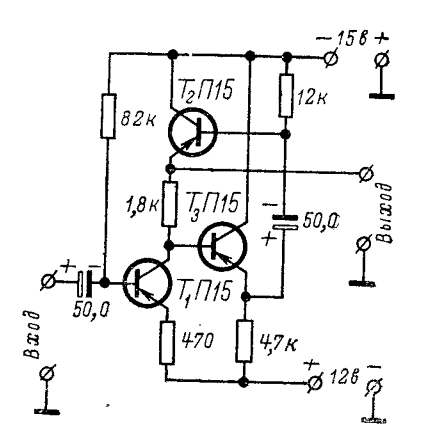


Рис. 44. Схема усилителя с динамической коллекторной нагрузкой.

Схема быстродействующего триггера на усилителях с динамической анодной нагрузкой показана на рис. 43. При указанных на схеме данных триггер обеспечивает в счетном режиме частоту переключения до 40 *Мгц*.

Быстродействие триггера определяется тем, что перезаряд конденсаторов C_1 и C_2 в нем происходит не через сопротивления анодной нагрузки (когда соответствующая лампа $Л_1$ или $Л_3$ заперта), а через заменяющие их динамические сопротивления ламп ($Л_2$ и $Л_4$ соответственно). В соответствии с рис. 41, *б* выходное сопротивление каждого усилителя $R_{вых}$, величина которого определяет скорость перезаряда, уменьшается с увеличением $R_{к2}$. Для получения большего быстродействия без увеличения напряжения питания триггера последовательно с сопротивлением $R_{к2}$ включена катушка индуктивности, повышающая эффективное значение сопротивления между катодом и сеткой лампы $Л_2$ (или $Л_4$) на время переключения. В результате этого время нарастания в схеме уменьшено до 25 *нсек*.

В заключение можно сделать вывод, что применение усилителей с динамической анодной нагрузкой целесообразно при создании видеоусилителей с предельной величиной произведения $K\Delta f$. В усилителях со средним значением $K\Delta f$ такая схема позволяет применять в них вместо ламп с высокими значениями μ и S обычные лампы среднего качества, что значительно упрощает и удешевляет аппаратуру.

На рис. 44 приводится схема усилителя с динамической нагрузкой, выполненная на транзисторах. Чтобы уменьшить шунтирующее действие базы транзистора T_2 на коллектор транзистора T_1, напряжение сигнала с коллектора T_1 подается на транзистор T_2 через эмиттерный повторитель на транзисторе T_3.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

КАТОДНЫЕ ПОВТОРИТЕЛИ КАСКОДНОГО ТИПА

21. МОДИФИКАЦИЯ КАТОДНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ

В современных электронных устройствах широко применяются усилительные каскады с катодной нагрузкой, выполняющие обычно функции согласования сопротивлений. Характерной особенностью таких каскадов является сравнительно высокое входное сопротивление, низкое выходное сопротивление и близкий к единице коэффициент передачи напряжения сигнала. Последнему свойству каскады с катодной нагрузкой и обязаны своим названием «катодные повторители». Схема катодного повторителя приведена на рис. 45.

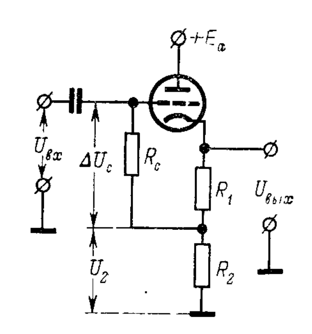


Рис. 45. Схема катодного повторителя.

Обычно катодные повторители имеют входные сопротивления порядка 10^7—10^8 *ом*, выходные сопротивления порядка 10^2—10^3 *ом* и полосу пропускания от нуля до нескольких мегагерц. Коэффициент передачи напряжения достигает значений 0,8—0,9. В большинстве практических случаев каскад с такими параметрами позволяет успешно осуществить связь между устройствами с высоким выходным сопротивлением, не допускающими заметных нагрузочных токов, и устройствами с низким входным сопротивлением. Основным недостатком согласующего каскада с катодной нагрузкой является то, что его коэффициент передачи не достигает единицы, т. е. при таком согласовании происходит потеря напряжения сигнала.

Из формулы для коэффициента передачи катодного повторителя, схема которого приведена на рис. 45,

$$K = \frac{\mu R_к}{R_i + (1+\mu) R_к}, \qquad (61)$$

где $R_к = R_1 + R_2$, видно, что K тем ближе к единице, чем большее значение принимает величина $R_к$ при условии, что μ лампы значительно больше единицы. Это условие практически всегда выполняется, так как для большинства типов ламп μ имеет значения десятков и сотен. Вместе с этим увеличение $R_к$ сопровождается возра-

станием входного сопротивления $R_{вх}$ катодного повторителя на низких частотах, что вытекает из следующего выражения:

$$R_{вх}=R_c\,\frac{1}{1-\dfrac{R_2}{(R_1+R_2)\left[1+\dfrac{1}{\mu}+\dfrac{1}{S(R_1+R_2)}\right]}}. \qquad (62)$$

Однако увеличение $R_к$ до значений, превышающих несколько килоом, встречает ряд практических трудностей. Дело в том, что это сопротивление находится в цепи анодного тока лампы и ограничивает его величину. Увеличение $R_к$ приводит к уменьшению максимального анодного тока, который может протекать через лампу. Для со... ения динамического диапазона каскада одновременно с увеличением $R_к$ следует увеличивать и напряжение источника анодного питания. Эта мера позволяет в некоторых пределах скомпенсировать влияние увеличения $R_к$ на режим каскада. Однако, когда $R_к$ достигает значения сотен килоом, такой метод также становится неэффективным, так как в этом случае для получения достаточного максимального анодного тока необходимая величина напряжения анодного питания достигает таких значений, что начинает превышать допустимые для обычных ламп значения анодного напряжения.

С другой стороны, из формулы (62) вытекает, что при $\mu \gg 1$ и $S(R_1+R_2)\gg 1$ величина входного сопротивления катодного повторителя $R_{вх}$ возрастает с увеличением отношения R_2/R_1 при заданном значении R_c и R_1:

$$R_{вх}=R_c\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right). \qquad (63)$$

Это объясняется следующим образом. Если $R_2=0$, то входное сопротивление катодного повторителя при низких частотах определяется практически величиной сопротивления R_c:

$$R_{вх}\approx R_c.$$

В том случае, когда сопротивление R_c нижним выводом подключено к точке между сопротивлениями R_1 и R_2, к его нижнему выводу подводится напряжение выходного сигнала $U_{вх}$ катодного повторителя, уменьшенное вследствие деления его между сопротивлениями R_1 и R_2 до значения

$$U_2=KU_{вх}\frac{R_2}{R_1+R_2}.$$

Ток через сопротивление смещения R_c, определяющий величину входного сопротивления, обусловлен в этом случае не полным напряжением входного сигнала, а лишь его частью

$$\Delta U_c=U_{вх}-KU_{вх}\frac{R_2}{R_1+R_2}.$$

Входной ток тем меньше (а входное сопротивление больше), чем больше напряжение U_2 и, следовательно, чем больше сопротивление R_2 по сравнению с R_1.

Значительное увеличение сопротивления R_2 с целью повышения коэффициента передачи катодного повторителя и его входного сопротивления без указанных выше ограничений может быть достигнуто при замене этого сопротивления электронной лампой. При этом удачно используются свойства лампы пропускать значительные анодные токи в режиме покоя при одновременном высоком внутреннем динамическом ее сопротивлении. Таким образом, статическое сопротивление лампы, которое может быть сделано весьма низким, позволяет катодному повторителю работать при больших токах, т. е. с малым сопротивлением R_1, в то время как динамическое сопротивление, достигающее у пентодов, например, сотен килоом, обеспечивает высокое значение сопротивления R_2 и чрезвычайно малую величину ΔU_c.

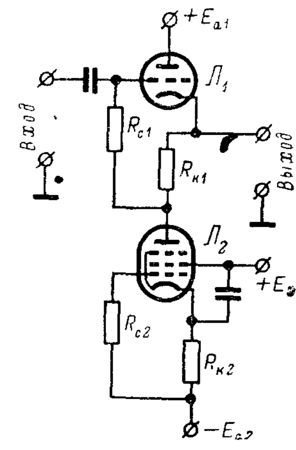


Рис. 46. Схема линейного катодного повторителя.

Схема двухлампового катодного повторителя, в котором роль катодной нагрузки играет одна из ламп, приведена на рис. 46. Применение в ней в качестве катодной нагрузки пентода обусловлено его весьма высоким внутренним сопротивлением. Замечательным свойством такого катодного повторителя является высокая линейность его выходной характеристики. Объясняется это тем, что величина μ многих триодов практически не зависит от напряжения между анодом и катодом триода при постоянстве его анодного тока. Это означает, что катодный повторитель будет иметь постоянный коэффициент передачи в значительном диапазоне изменений входного сигнала. Следовательно, если применить катодное сопротивление, обеспечивающее постоянство анодного тока триода, то задача повышения линейности будет решена.

В качестве лампы $Л_2$, обеспечивающей постоянство тока, может быть применен как пентод, так и триод. Преимуществом пентода является малая зависимость его анодного тока от напряжения между анодом и катодом. Величина анодного тока пентода определяется напряжением на его управляющей сетке (сопротивлением автоматического смещения на рис. 46) и потенциалом на экранирующей сетке. При большом динамическом диапазоне сигнала потенциал на экранирующей сетке должен иметь возможно меньшую величину, так как при уменьшении анодного напряжения до уровня напряжения на экранирующей сетке происходит перераспределение токов между цепью анода и цепью экранирующей сетки. Вследствие этого происходит заметное уменьшение анодного тока вслед за уменьшением анодного напряжения.

Применение для обеспечения постоянства тока в катодном повторителе триода позволяет получить значительно большую устойчивость схемы в отношении дрейфа, вызванного колебаниями напряжения подогревателя, чем в случае применения пентода. Это обус-

ловлено тем, что изменение напряжения подогревателя пентода сопровождается дрейфом напряжения сеточного смещения не только за счет изменения анодного тока, как в случае триода, но и за счет изменения тока экранирующей сетки.

В том случае, когда в качестве катодной нагрузки повторителя используется триод, уравнение его анодного тока может быть записано в следующем виде:

$$I_а = \frac{U_а + \mu U_с}{R_i + (1+\mu) R_к},$$

если он работает в режиме малых сеточных токов, когда $U_а \gg U_с$. Тогда эквивалентное сопротивление триода, выполняющее функцию катодного сопротивления R_2 катодного повторителя,

$$R_{i2э} = R_2' = R_{i2} + (1+\mu_2) R_{к2}. \qquad (64)$$

На рис. 47 показаны кривые, характеризующие отклонение выходной характеристики обычного катодного повторителя (1) и катодного повторителя с постоянным током (2) от линейной при изменении напряжения сигнала в широком диапазоне. Коэффициент передачи катодного повторителя с электронной лампой в качестве катодного сопротивления определяется выражением

$$K = \frac{1}{1+\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{S_1 [R_{к2}(1+\mu_2) + R_{i2}]}}.$$

Выходное сопротивление такого катодного повторителя, как и обычного, равно обратной величине крутизны характеристики лампы $Л_1$:

$$R_{вых} \approx \frac{1}{S_1}. \qquad (65)$$

Применение в качестве катодного сопротивления электронной лампы, обеспечивающей постоянство тока, имеет еще одно преимущество, особенно существенное в устройствах с большим количеством катодных повторителей, например в вычислительных машинах. Это преимущество — экономичность таких катодных повторителей. Дело в том, что при передаче обычным катодным повторителям больших положительных напряжений сильно возрастает потребляемая им мощность. Увеличение падения напряжения на катодном сопротивлении, сопровождающее передачу больших положительных напряжений, приводит к пропорциональному возрастанию тока через это сопротивление. Следовательно, возрастает и мощность, рассеиваемая сопротивлением. Этого можно было бы избежать, увеличивая сопротивление $R_к$ пропорционально передаваемому напряжению. Тогда катодный повторитель нормально передавал бы положительные напряжения значительной величины без большого увеличения мощности.

Функции такого регулируемого катодного сопротивления и выполняет электронная лампа, включенная вместо сопротивления $R_к$. Через нее протекает ток, величина которого не зависит от падения напряжения между ее анодом и катодом (в пределах рабочей области), т. е. не зависит от величины передаваемого катодным повторителем сигнала. В результате этого рассеиваемая катодным повторителем избыточная мощность уменьшается примерно на 30%.

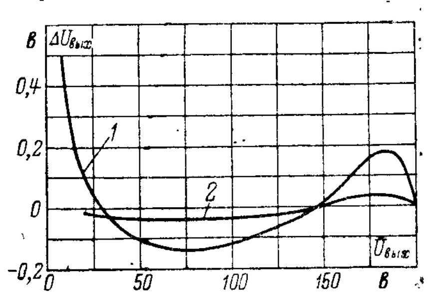


Рис. 47. Характеристики линейности.
1 — обычного катодного повторителя; 2 — сложного катодного повторителя.

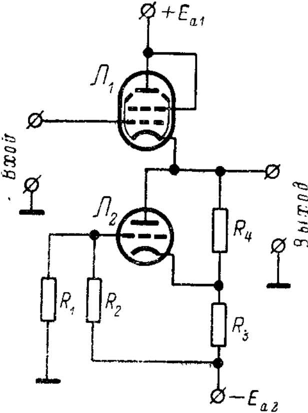


Рис. 48. Схема экономичного катодного повторителя.

Схема катодного повторителя с пониженным потреблением мощности приведена на рис. 48. Для уменьшения рассеиваемой лампой $Л_2$ мощности лампа шунтирована сопротивлением R_4, отбирающим часть мощности. Это позволяет применить маломощную лампу. С делителя R_1 R_2 на сетку лампы $Л_2$ подается фиксированное напряжение смещения. Катод этой лампы соединен с делителем напряжения, составленным из сопротивлений R_3 и R_4. Таким образом, потенциал катода лампы $Л_1$ изменяется относительно фиксированного потенциала сетки в соответствии с изменением выходного напряжения. Это позволяет дополнительно регулировать внутреннее сопротивление лампы $Л_2$ в соответствии с величиной выходного сигнала. При увеличении выходного напряжения увеличивается напряжение на катоде лампы $Л_2$, так что ее анодный ток уменьшается пропорционально приросту тока через сопротивление R_3 и R_4. Суммарный ток через лампу $Л_2$ и сопротивления R_4, являющийся катодным током лампы $Л_1$, остается примерно постоянным.

Дальнейшее развитие принципа регулируемой синхронно с сигналом катодной нагрузки приводит к схеме катодного повторителя каскодного типа, являющегося практически двухкаскадным усилителем с общим электронным током, обладающим свойствами катодного повторителя. Дополнительные преимущества, характерные для каскодного катодного повторителя, достигаются тем, что здесь электронная лампа, выполняющая роль катодного сопротивления, одновре-

менно служит также усилителем обратной связи по сигналу, а во многих случаях выполняет функции основной лампы, работающей на нагрузку (например, при передаче отрицательных импульсов).

Ниже приводится анализ каскодного катодного повторителя, нашедшего благодаря своим особым свойствам широкое применение в технике.

22. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАСКОДНОГО КАТОДНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ

Основная схема каскодного катодного повторителя приведена на рис. 49. Принцип работы его таков. Напряжение входного сигнала $U_{вх}$ подается на сетку лампы $Л_1$, работающей в режиме обычно-

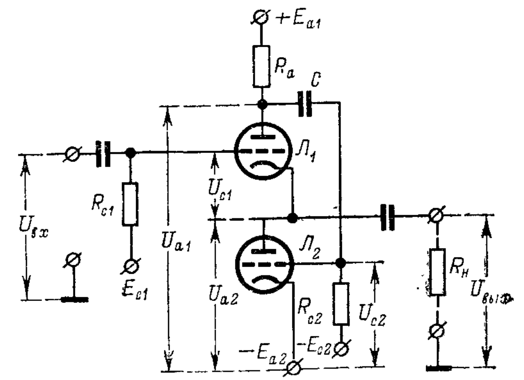


Рис. 49. Основная схема каскодного катодного повторителя.

го катодного повторителя, и воспроизводится на ее катоде как выходное напряжение $U_{вых}$. Функцию катодного сопротивления повторителя выполняет лампа $Л_2$. Одновременно лампа $Л_1$ работает в качестве фазоинвертора напряжения обратной связи, снимаемого с ее анодной нагрузки $R_а$. Это напряжение, противофазное выходному сигналу, подается через переходный конденсатор C на сетку лампы $Л_2$ и управляет величиной ее анодного тока $I_{а2}$. Вследствие повторного изменения фазы сигнала обратной связи на 180° при усилении его лампой $Л_2$ напряжение сигнала обратной связи на ее аноде совпадает по фазе с выходным напряжением. Таким образом, замыкается цепь положительной обратной связи по сигналу. Благодаря этой цепи компенсируются в некоторой степени потери сигнала при передаче его катодным повторителем, что приводит к повышению коэффициента передачи и уменьшению выходного сопротивления схемы. Вследствие того, что общее усиление в цепи обратной связи не превышает единицы, опасности самовозбуждения катодного повторителя на низких частотах нет. И лишь когда фазовые сдвиги в цепи достигают значительной величины (на частотах порядка 10 *Мгц*), входное сопротивление катодного повторителя становится отрицательным.

При передаче катодным повторителем входного сигнала отрицательной полярности, а также при работе со значительными отрицательными перепадами напряжения (когда их длительность ограничена) лампа $Л_2$ открывается положительным сигналом обратной связи, поступающим на ее сетку, и обеспечивает значительные токи разряда, компенсируя тем самым неудовлетворительную работу катодного повторителя на лампе $Л_1$ при таких условиях. Работа каскодного катодного повторителя с сигналами отрицательной полярности, т .е. отрицательными перепадами напряжения подробно рассматривается ниже.

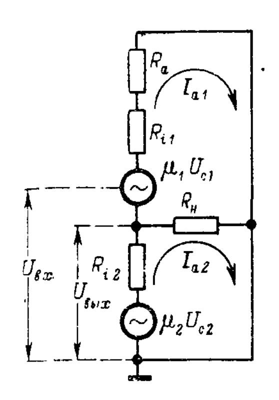


Рис. 50. Эквивалентная схема каскодного катодного повторителя.

В соответствии с приведенной на рис. 50 эквивалентной схемой каскодного катодного повторителя уравнения контурных токов в схеме имеют вид:

$$I_{а1} R_а + I_{а1} R_{i1} + I_{а1} R_н = \mu_1 U_{с1}; \qquad (66)$$

$$I_{а2} R_{i2} + I_{а2} R_н + I_{а1} R_н = \mu_2 U_{с2}. \qquad (67)$$

Напряжение между сеткой и катодом лампы $Л_1$, определяющее анодный ток лампы, вследствие характерной для катодного повторителя глубокой отрицательной обратной связи равно разности входного и выходного напряжений:

$$U_{с1} = U_{вх} - U_{вых} = U_{вх} - I_{а1} R_н + I_{а2} R_н. \qquad (68)$$

Управляющим напряжением для лампы $Л_2$ является напряжение обратной связи, снимаемое с сопротивления $R_а$:

$$U_{с2} = -I_{а1} R_а. \qquad (69)$$

В соответствии с этим равенства (66) и (67) можно преобразовать следующим образом:

$$I_{а1}(R_а + R_{i1} + R_н + \mu_1 R_н) - I_{а2}(R_н + \mu_1 R_н) = \mu_2 U_{вх};$$

$$I_{а1} = \frac{\mu_1 U_{вх} + I_{а2} R_н (1+\mu_1)}{R_а + R_{i1} + (1+\mu_1) R_н}; \qquad (70)$$

$$I_{а2} R_{i2} + I_{а2} R_н + I_{а1} R_н = \mu_2 I_{а1} R_а;$$

$$I_{а2} = -\frac{I_{а1}(\mu_2 R_а - R_н)}{R_{i2} + R_н}.$$

Подставляя выражение $I_{а2}$ в уравнение (70) и преобразуя его, можно получить уравнение тока $Л_1$:

$$I_{а1} = \frac{\mu_1 U_{вх}(R_{i2} + R_н) - I_{а1}(\mu_2 R_а - R_н)(1+\mu_1) R_н}{[R_а + R_{i1} + (1+\mu_1) R_н](R_{i2} + R_н)}$$

Обозначим $R_{i2} + R_н = R_{н2}$ и $R_а + R_{i1} = R_1$.

Тогда

$$I_{a1} = \frac{\mu_1 U_{вх} R_{н2} - I_{a1}(\mu_2 R_a - R_н)(1+\mu_1) R_н}{[R_1 + (1+\mu_1) R_н] R_{н2}};$$

$$I_{a1} = \frac{\mu_1 U_{вх} R_{н2}}{[R_1+(1+\mu_1) R_н] R_{н2} + (\mu_2 R_a - R_н)(1+\mu_1) R_н}. \quad (71)$$

Аналогичные преобразования дают выражение для тока лампы $Л_2$:

$$I_{a2} = -\frac{\mu_1 U_{вх}(\mu_2 R_a - R_н)}{[R_1+(1+\mu_1) R_н] R_{н2} + (\mu_2 R_a - R_н)(1+\mu_1) R_н}. \quad (72)$$

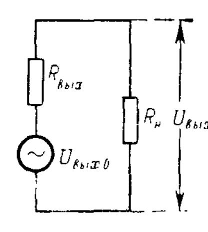


Рис. 51. Упрощенная эквивалентная схема каскодного катодного повторителя.

Знаменатель правых частей уравнений (71) и (72) путем перемножения и группировки составляющих его членов может быть приведен к следующему виду:

$$R_н[(1+\mu_1)(R_{i2}+\mu_2 R_a) + R_{i1} + R_a] + R_{i2}(R_a + R_{i1}) = R_н[(1+\mu_1) R_2 + R_1] + R_{i2} R_1,$$

где $R_2 = R_{i2} + \mu_2 R_a$.

На основании уравнений (71) и (72) может быть получено выражение для выходного напряжения каскодного катодного повторителя и его коэффициента передачи напряжения:

$$U_{вых} = (I_{a1} - I_{a2}) R_н = \frac{\mu_1 U_{вх} R_2 R_н}{R_н[(1+\mu_1) R_2 + R_1] + R_{i2} R_1}; \quad (73)$$

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu_1 R_2 R_н}{R_н[(1+\mu_1) R_2 + R_1] + R_{i2} R_1}. \quad (74)$$

Для определения одного из основных параметров каскодного катодного повторителя — его выходного сопротивления $R_{вых}$ находим выражение для выходного напряжения ненагруженного повторителя ($R_н \to \infty$) При $R_н \to \infty$ коэффициент передачи равен отношению коэффициентов при $R_н$ в формуле (74):

$$K_0 = \frac{U_{вых\,0}}{U_{вх}} = \frac{\mu_1 R_2}{(1+\mu_1) R_2 + R_1}. \quad (75)$$

Сравнение выражения (75) с выражением (74) показывает, что в случае ненагруженного катодного повторителя его коэффициент передачи напряжения увеличивается из-за отсутствия в знаменателе второго члена, обусловленного сопротивлением нагрузки. Влияние сопротивления нагрузки $R_н$ на величину выходного напряжения в соответствии с эквивалентной схемой, изображенной на рис. 51, определяется следующим соотношением:

$$U_{вых} = U_{вых\,0} \frac{R_н}{R_н + R_{вых}}. \quad (76)$$

Отсюда выходное сопротивление каскодного катодного повторителя

$$R_{вых} = \left(\frac{U_{вых\,0}}{U_{вых}} - 1\right) R_н, \quad (77)$$

где $U_{вых\,0}$ — выходное напряжение повторителя при $R_н \to \infty$.

При подстановке в выражение (73) значения $R_н \to \infty$ можно получить:

$$U_{вых\,0} = \frac{\mu_1 U_{вх} R_2}{(1+\mu_1) R_2 + R_1}.$$

Подставляя в выражение (77) значение $U_{вых0}$ и $U_{вых}$ из уравнения (73), получаем общее выражение для выходного сопротивления

$$R_{вых} = \left(\frac{R_н[(1+\mu_1) R_2 + R_1] + R_{i2} R_1}{R_н[(1+\mu_1) R_2 + R_1)} - 1\right) R_н;$$

$$R_{вых} = \frac{R_{i2} R_1}{(1+\mu_1) R_2 + R_1}. \quad (78)$$

Подставив в уравнение (78) значения R_1 и R_2, получим полное выражение для выходного сопротивления каскодного катодного повторителя

$$R_{вых} = \frac{R_{i2}(R_a + R_{i1})}{(1+\mu_1)(R_{i2}+\mu_2 R_a) + R_a + R_{i1}}. \quad (79)$$

Приближенную оценку выходного сопротивления и коэффициента передачи напряжения для каскодного катодного повторителя можно получить для двух случаев: 1) при использовании в нем триодов и 2) при использовании пентодов.

В первом случае при работе с малыми сигналами выполняется условие $R_a \gg R_{i1}$. Кроме того, практически всегда коэффициент усиления μ ламп значительно превышает единицу, так что можно принять $\mu + 1 \approx \mu$. Для упрощения можно считать, что лампы $Л_1$ и $Л_2$ одинаковы, т. е. $R_{i1} = R_{i2} = R_i$ и $\mu_1 = \mu_2 = \mu$. Это условие в большинстве случаев выполняется, если применять специально разработанные двойные триоды для каскодного включения. При этих допущениях можно записать:

$$R_{вых} = \frac{R_i\left(1+\frac{R_i}{R_a}\right)}{\mu R_i + R_i + \mu^2 R_a + \mu R_a + R_i + R_a};$$

$$R_{вых} = \frac{R_1\left(1+\frac{R_i}{R_a}\right)}{(1+\mu+\mu^2) + \frac{R_i}{R_a}(\mu+2)}.$$

Учитывая, что $\frac{R_i}{R_a} \ll 1$, можно приближенно считать, что

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{R_i}{1+\mu+\mu^2} \approx \frac{R_i}{\mu^2} = \frac{1}{\mu S}. \quad (80)$$

При подстановках здесь использовалось известное соотношение между параметрами лампы $S R_i = \mu$.

Из выражения (80) следует, что выходное сопротивление каскодного катодного повторителя на триодах в μ раз меньше, чем у обычного катодного повторителя, выходное сопротивление которого определяется выражением.

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{S}.$$

Экспериментальная проверка подтверждает сделанные выводы. Результаты измерений выходного сопротивления катодного повторителя каскодного типа (1), обычного катодного повторителя с параллельно включенными триодами (2) и простого однолампового катодного повторителя (3) приведены в табл. 3. В схемах был использован двойной триод 6Н6П, на который подавалось синусоидальное напряжение частоты 1 *кгц*. Для сравнения в таблице приведены также расчетные данные.

Таблица 3

Выходное сопротивление	1	2	3
$R_{\text{вых}}$(эксперимент), *ом*	34	128	255
$R_{\text{вых}}$ (расчет), *ом*	35	125	255

Коэффициент передачи напряжения в этом случае может быть записан следующим образом:

$$K_0 = \frac{\mu\left(\frac{R_i}{R_a}+\mu\right)}{(1+\mu)\left(\frac{R_i}{R_a}+\mu\right)+1+\frac{R_i}{R_a}}.$$

С учетом принятого допущения $R_i/R_a \ll 1$ получаем:

$$K_0 \approx \frac{\mu^2}{\mu^2+1} \approx 1. \quad (81)$$

Из последнего выражения видно, что коэффициент передачи напряжения катодного повторителя каскодного типа значительно

ближе к единице, чем коэффициент передачи обычного повторителя, приблизительно равный:

$$K_0 \approx \frac{\mu}{\mu+1}.$$

При использовании в каскодном катодном повторителе пентодов, внутреннее сопротивление которых составляет сотни килоом, а также при работе с большими сигналами, когда сопротивление R_a

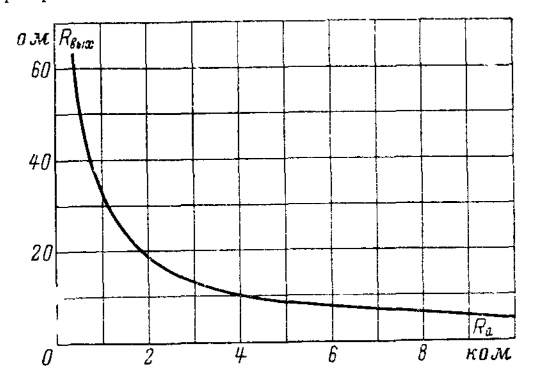


Рис. 52. Зависимость выходного сопротивления каскодного катодного повторителя от величины положительной обратной связи для пентодов 6Ж1П с крутизной $S=5$ *ма/в*.

мало, соблюдается условие $R_a \ll R_{i1}$. В этом случае уравнение (79) может быть записано так:

$$R_{\text{вых}} = \frac{1}{\frac{(1+\mu_1)(R_{i2}+\mu_2 R_a)+R_{i1}+R_a}{R_{i2}(R_a+R_{i1})}} \approx \frac{1}{\frac{\mu_1(R_{i2}+\mu_2 R_a)+R_{i1}}{R_{i2}+R_{i1}}}.$$

Отсюда

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{S_1(1+S_2 R_a)}. \quad (82)$$

Из последнего уравнения видно, что при использовании пентодов выходное сопротивление катодного повторителя зависит не только от параметров ламп, но и от величины сопротивления обратной связи R_a. Характер изменения выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ от величины сопротивления обратной связи показан на рис. 52. Кривая снята для пентодов типа 6Ж1П с крутизной характеристики $S=5$ *ма/в* и внутренним сопротивлением $R_i=300$ *ком*.

Рассмотрение характеристики позволяет сделать вывод, что выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ резко уменьшается при увеличении R_a до значения примерно 4 *ком*. Дальнейшее увеличение R_a не

сопровождается заметным изменением $R_{вых}$. Следует помнить, что увеличение $R_а$ сказывается на полосе пропускания усилителя, о чем будет сказано дальше.

На рис. 53 приведены кривые зависимости выходного сопротивления каскодного катодного повторителя от сопротивления нагрузки для случая малых значений $R_а$. Кривые *1,2* и *3* сняты для катодного повторителя на триодах с различной крутизной характеристики, а кривая *4* относится к повторителю на пентодах типа 6П15П. Одновременно с экспериментально снятыми кривыми на рисунке

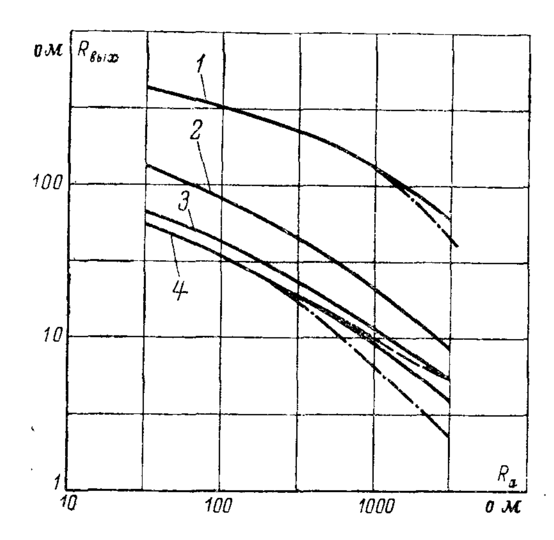


Рис. 53. Зависимость выходного сопротивления от величины положительной обратной связи.

1 — для ламп 6Н8С с крутизной S=2,6 *ма/в*; *2* — для ламп 6Н3П с крутизной S=5,9 *ма/в*; *3* — для ламп 6Н19П с крутизной S=13,5 *ма/в*; *4* — для ламп 6П15П с крутизной S=12,7 *ма/в*.

нанесены расчетные кривые для этих же ламп. Кривая, изображенная штриховой линией, построена для уравнения (79), а кривая в виде штрих-пунтирной линии — для уравнения (82). Для кривой *1* штрих-пунктирная линия почти на всем протяжении совпадает с полученной экспериментально. Расхождение между ними становится заметным лишь при значениях $R_а$, превышающих несколько сотен ом.

Следует заметить, что все предыдущие рассуждения относились к случаю работы катодного повторителя в линейной области характеристик. Однако диапазон линейной работы каскодного катодного повторителя сильно зависит от величины сопротивления обратной связи $R_а$. Это естественно, так как в каскодном повторителе динамический диапазон определяется не только основной лампой, но и лампой, на сетку которой сигнал подается с сопротивления $R_а$.

При работе последней лампы в нелинейной области (при большом сигнале на ее сетке) происходит резкое увеличение выходного сопротивления повторителя из-за уменьшения усиления в цепи положительной обратной связи. Это подтверждается кривыми на рис. 54 снятыми для двойного триода 6Н3П при сопротивлении нагрузки $R_н$=20 *ом*. Из кривых видно, что при сопротивлении $R_а$=1 *ком* выходное сопротивление увеличивается на 50% при входном напряжении, равном примерно 1,4 *в*, в то время как при $R_а$=3 *ком* увеличение выходного сопротивления на 50% наступает уже при входном напряжении порядка 0,8 *в*.

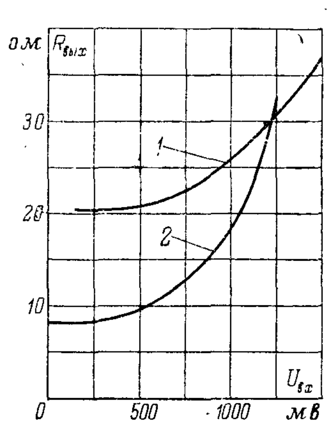


Рис. 54. Влияние величины положительной обратной связи на выходное сопротивление катодного повторителя.

1 — при $R_а$=1 *ком*; *2*—$R_а$=3 *ком*.

Все сказанное выше позволяет сформулировать некоторые рекомендации для выбора сопротивления обратной связи $R_а$. Выбор определяется тем, какой из параметров катодного повторителя наиболее важен. Если основным требованием является низкое выходное сопротивление катодного повторителя, то сопротивление $R_а$ должно быть возможно большим. Это накладывает ограничения на динамический диапазон входного сигнала и уменьшает полосу пропускания катодного повторителя. Если же основным требованием является линейная передача напряжений значительной величины, то сопротивление $R_а$ должно быть уменьшено до нескольких сотен и даже десятков ом. Это сопровождается увеличением выходного сопротивления и соответствующим уменьшением коэффициента передачи. В том случае, если сопротивление $R_н$ при этом также мало (значительно меньше 1 *ком*), может оказаться более выгодным применение схемы обычного катодного повторителя с двумя параллельно включенными лампами, а не каскодной схемы.

Рассмотрим теперь коэффициент передачи напряжения каскодного катодного повторителя для случая $R_а \ll R_{i1}$:

$$U_{вых0} = U_{вх}\frac{1}{1+\frac{1}{\mu_1}+\frac{R_{i1}+R_а}{\mu_1(R_{i2}+\mu_2 R_а)}}.$$

Если пренебречь величиной $R_а$ по сравнению с R_{i1}, то

$$U_{вых0} \approx \frac{1}{1+\frac{R_{i1}}{\mu_1(R_{i2}+\mu_2 R_а)}}.$$

Отсюда

$$K_0 \approx \frac{1}{1+\dfrac{1}{S_1(R_{i2}+\mu_2 R_a)}} = \frac{1}{1+\dfrac{1}{S_1(1+S_2R_a)R_{i2}}}. \quad (83)$$

Из последнего уравнения видно, что K_0 тем ближе к единице, чем бо́льшую величину имеет выражение $S_1(R_{i2}+\mu_2 R_a)$. Следовательно, для достижения максимального значения коэффициента пере-

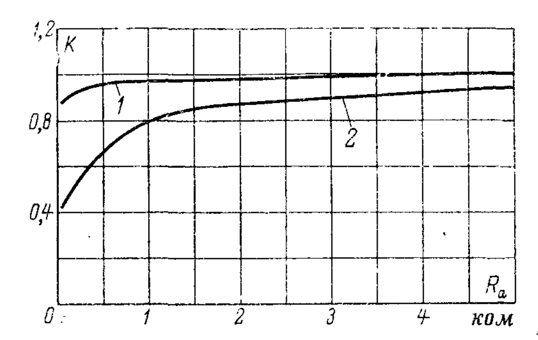


Рис. 55. Зависимость коэффициента передачи напряжения от величины положительной обратной связи.

1 — при $R_н=1$ *ком*; 2 — при $R_н=125$ *ом*.

дачи напряжения целесообразно выбирать лампу $Л_2$ с наибольшей крутизной.

При условии $\mu_1=\mu_2=\mu$ и $R_{i1}=R_{i2}=R_i$, формула (83) приобретает следующий вид:

$$K_0 = \frac{\mu(1+SR_a)}{\mu(1+SR_a)+1} \approx 1.$$

На рис. 55 приведены кривые зависимости коэффициента передачи напряжения каскодного катодного повторителя на пентодах типа 6Ж1П для двух значений нагрузочного сопротивления $R_н$. Эти кривые соответствуют уравнению

$$K = \frac{1}{1+\dfrac{1}{S_1R_н(1+S_2R_a)}},$$

полученному из выражения (74) для условий $R_н \ll R_{i2}$ и $R_a \ll R_{i1}$.

Из этих кривых видно, что коэффициент передачи весьма мал в том случае, если сопротивление $R_н$ имеет тот же порядок, что и выходное сопротивление катодного повторителя, и это можно лишь в некоторой степени компенсировать увеличением сопротивления обратной связи R_a.

23. ПЕРЕХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАСКОДНОГО КАТОДНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ

В большинстве случаев катодные повторители применяются для передачи импульсов различной формы. Для того чтобы характеризовать прохождение импульсов через любой импульсный усилитель, обычно пользуются переходными характеристиками усилителя, отражающими скорость изменения напряжения на выходе усилителя, когда на его входе действует импульс напряжения в виде ступеньки бесконечной длительности.

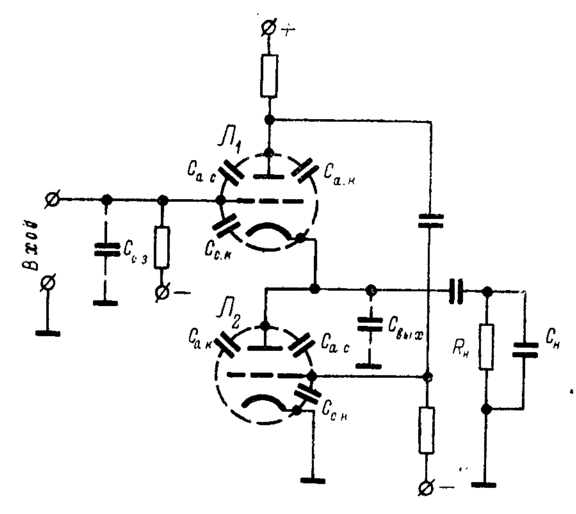


Рис. 56. Паразитные емкости в схеме каскодного катодного повторителя.

Скорость нарастания напряжения в схеме каскодного катодного повторителя определяется паразитными и схемными емкостями. Распределение емкостей, учитываемых при анализе переходных процессов, показано на рис. 56. Очевидно, что скорости перезаряда емкостей и, следовательно, скорость нарастания выходного напряжения определяются выбором элементов схемы и режима катодного повторителя, обеспечивающих максимальные токи. Полный анализ переходных процессов сложен и громоздок, поэтому ниже приведены лишь его конечные результаты.

На рис. 57 приведены характеристики времени нарастания обычного катодного повторителя и каскодных катодных повторителей на триодах и пентодах. Под временем нарастания здесь подразумевается интервал времени, за который выходное напряжение изменяется от 0,1 до 0,9 своего наибольшего значения. Эти характеристики, как и последующие, относятся к лампам типа 6Ж1П. При использовании этой лампы в качестве триода вторая и третья ее сетки соединяются

с анодом; в пентодном каскодном повторителе экранирующие сетки как одной, так и другой лампы соединяются через конденсаторы с катодами своих ламп. Для всех характеристик на рис. 57 в качестве постоянных параметров взяты сопротивление положительной обратной связи $R_а = 3{,}9$ *ком*, сопротивление нагрузки $R_н = 125$ *ом*, крутизна характеристики ламп $S = 5$ *ма/в*. Из сравнения кривых видно, что наименьшее время нарастания у каскодного повторителя на пентодах. Время нарастания у каскодного повторителя на триодах на 30% меньше, чем соответствующее время у обычного катодного повторителя. По мере увеличения внутреннего сопротивления источника сигнала $R_г$ время нарастания у всех катодных повторителей увеличивается, так как это сопротивление образует с входной емкостью катодного повторителя интегрирующий контур.

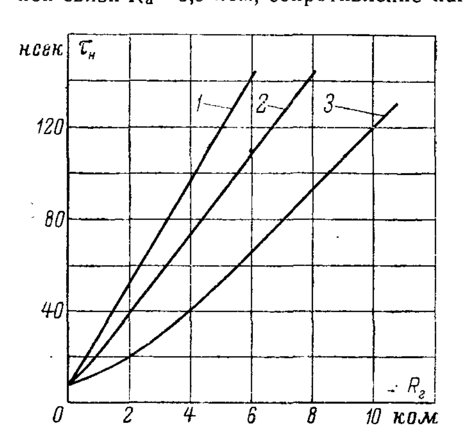


Рис. 57. Зависимость времени нарастания от внутреннего сопротивления генератора сигнала.

1 — для обычного катодного повторителя на пентоде; *2* — для каскодного катодного повторителя на триодах; *3* — для каскодного катодного повторителя на пентодах.

Входная емкость определяется коэффициентом передачи напряжения K катодного повторителя:

$$C_{вх} = C_{а.с} + C_{с.к}(1 - K) + C_{с.з}\,, \qquad (84)$$

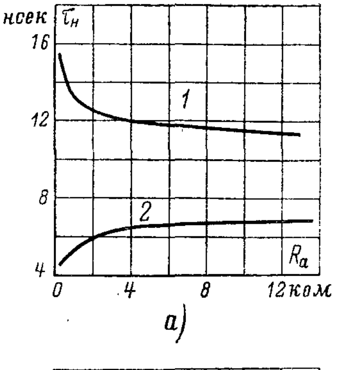
где $C_{а.с}$ — емкость между анодом и сеткой триода;
$C_{с.к}$ — емкость между сеткой и катодом;
$C_{с.з}$ — монтажная емкость между сеткой и землей.

Из выражения (84) видно, что множитель $(1-K)$ быстро уменьшается по мере приближения K к единице. Таким образом, уменьшение времени нарастания у каскодного катодного повторителя является следствием его более высокого, чем у обычного катодного повторителя, коэффициента передачи напряжения.

Крутизна кривой $\tau_н = f(R_г)$ для каскодного повторителя на пентодах примерно в 2 раза меньше, чем у обычного катодного повторителя. Это означает, что при $R_г$, превосходящем 1 *ком*, при всех равных условиях применение пентодного катодного повторителя каскодного типа позволяет получить двукратный выигрыш во времени нарастания по сравнению с обычным повторителем. Дополнительный выигрыш здесь достигается как за счет меньшей емкости, соответствующей емкости $C_{с.а}$ для триодов (для пентода это емкость $C_{с1с2}$), так и за счет большого внутреннего сопротивления нижнего пентода по сравнению с триодом, что способствует увеличению

коэффициента передачи катодного повторителя и приводит к уменьшению множителя $(1-K)$ в выражении (84).

Из характеристик на рис. 57 вытекает, что для уменьшения времени нарастания, т. е. для получения очень крутых фронтов, следует уменьшать выходное сопротивление каскада, с которого



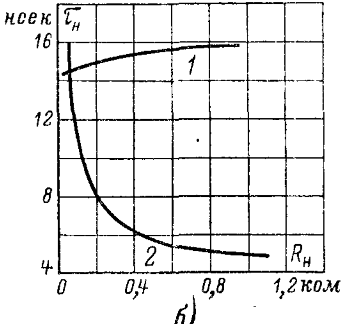


Рис. 58. Переходные характеристики катодных повторителей.

а — зависимость времени нарастания от сопротивления положительной обратной связи при $R_г = 1$ *ком* (*1*) и $R_г = 125$ *ом* (*2*), сопротивление нагрузки $R_н = 125$ *ом*; *б* — зависимость времени нарастания от сопротивления нагрузки для обычного (*1*) и каскодного (*2*) катодного повторителей.

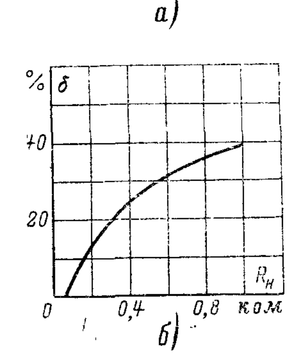


Рис. 59. Величины выбросов в каскодном катодном повторителе.

а — в зависимости от $R_а$ при $R_г = 1$ *ком* (*1*), $R_г = 125$ *ом* (*2*) и сопротивлении нагрузки $R_н = 125$ *ом*; *б* — в зависимости от $R_н$ при $R_г = 500$ *ом*.

снимается сигнал на катодный повторитель. В том случае, если это сопротивление не превышает 1 *ком*, применение каскодного повторителя на триодах не дает преимуществ. В этом случае для обеспечения наименьшего времени нарастания может быть применен каскодный повторитель на пентодах. Если сопротивление источ-

ника входного сигнала не может быть уменьшено до 1 *ком*, то целесообразно применение как триодного, так и пентодного катодного повторителя каскодного типа.

На рис. 58, *а* показана зависимость времени нарастания $\tau_н$ у каскодного повторителя от сопротивления положительной обратной связи $R_а$. Характеристики построены для $R_г = 125$ *ом* и $R_г = 1000$ *ом*, чтобы учесть также зависимость $\tau_н$ от $R_г$ в соответствии с предыдущим рисунком.

Из рис. 58 видно, что для значений $R_а$, превышающих 3—4 *ком*, величина $\tau_н$ очень мало зависит от $R_а$. С другой стороны, из рис. 52 и 53 и соответствующих уравнений мы видим, что увеличение сопротивления $R_а$ ведет к снижению выходного сопротивления катодного повторителя. Следовательно, при отсутствии специальных ограничений по времени нарастания целесообразно увеличить $R_а$ Предел его увеличения определяется тем, что оно сопровождается уменьшением анодного тока повторителя и крутизны характеристики ламп. А это в свою очередь соответствует сокращению динамического диапазона катодного повторителя.

Увеличение сопротивления $R_а$ сопровождается появлением выброса напряжения, т. е. кратковременным превышением постоянного уровня выходного напряжения. Из рис. 59, *а* видно, что выброс δ достигает 2% от величины уровня выходного напряжения при $R_г = 125$ *ом* и при $R_а = 1$ *ком*, если сопротивление $R_а$ превышает несколько килоом. При больших значениях R величина выброса практически не изменяется.

На рис. 58, *б* показана зависимость $\tau_н$ от сопротивления нагрузки $R_н$ обычного катодного повторителя и каскодного повторителя при тех же условиях (сопротивление $R_а$ каскодного повторителя равно 3,9 *ком*). Здесь видно, что $\tau_н$ обычного катодного повторителя практически не зависит от $R_н$. Увеличение же $R_н$ в каскодном повторителе сопровождается резким уменьшением времени нарастания и появлением значительного (до 40%) выброса (рис. 59, *б*). Если сопротивление нагрузки превышает 400 *ом*, то время нарастания у каскодного повторителя в 3 раза меньше, чем у обычного катодного повторителя. Поэтому в том случае, когда допустим значительный выброс, целесообразно стремиться к увеличению сопротивления нагрузки для сокращения времени нарастания.

На основании результатов анализа параметров каскодного катодного повторителя и его переходных характеристик можно произвести сравнительную оценку каскодного и обычного катодных повторителей.

Например, при $R_н = 125$ *ом* и $R_г > 1$ *ком* коэффициент передачи обычного катодного повторителя на лампе 6Ж1П составляет 0,385. Коэффициент передачи каскодного катодного повторителя на этих же лампах при $R_а = 3,9$ *ком* равен 0,93. Иными словами, коэффициент передачи возрастает в 2,42 раза. В то же время каскодный катодный повторитель обладает вдвое меньшим временем нарастания, т. е. вдвое большей полосой пропускания, чем обычный повторитель. Таким образом, полный выигрыш, даваемый каскодным катодным повторителем, равен произведению выигрыша по полосе пропускания на выигрыш по коэффициенту передачи (примерно в 5 раз).

24. РАБОТА КАСКОДНОГО КАТОДНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ НА ЕМКОСТЬ

Одной из важнейших особенностей каскодного катодного повторителя является его способность работать на значительную емкостную нагрузку, передавая без искажений отрицательные перепады напряжения большой величины. В частности, это позволяет использовать каскодный повторитель для передачи коротких отрицательных импульсов с амплитудой, составляющей несколько десятков вольт.

Известно, что при передаче положительного импульса (рис. 60,*а*) катодным повторителем на нагрузку, состоящую из параллельно включенных сопротивления $R_н$ и емкости $C_н$, например, на несогласованно нагруженный кабель, происходит значительное затягивание отрицательного перепада напряжения, например, заднего фронта положительного импульса (рис. 60, *б*).

В момент t_2, когда оканчивается импульс, напряжение на сетке лампы резко падает от величины, равной амплитуде импульса, до величины начального смещения $E_{см}$. Однако емкость $C_н$, подключенная к катоду лампы и заряженная к этому времени до напряжения $E_{см} + U_{имп}$, не может разрядиться мгновенно. Поэтому сразу после момента t_2 сетка лампы оказывается под напряжением $E_{см}$, а на катоде лампы остается положительное напряжение, равное $E_{см} + U_{имп}$. Лампа оказывается запертой разностью этих напряжений.

В таких условиях емкость $C_н$ может разряжаться лишь через сопротивление $R_н$. Этот относительно медленный разряд емкости (постоянная времени цепи разряда $\tau = R_н C_н$) и является задним фронтом выходного импульса (рис. 60, *б*). Когда разность напряжений между катодом и сеткой $U'_{с.к}$ уменьшится до значения напряжения отсечки лампы $E_{отс}$ (рис. 60, *в*), последняя начнет пропускать ток, который значительно ускорит разряд емкости $C_н$. Естественно, что для импульсов с амплитудой в несколько десятков вольт $U_{имп} \gg E_{см}$, т. е. интервал времени $t_3—t_4$, когда лампа заперта, значительно превышает интервал времени, когда лампа отперта (на заднем срезе импульса). Это приводит к тем большему затягиванию заднего фронта импульса, чем больше его амплитуда и катодное сопротивление повторителя.

Так как в этом случае задний фронт импульса состоит из нескольких участков с различными постоянными времени, то подсчет точного значения времени его установления $t_у$ с учетом всех факторов, влияющих на скорость разряда емкости $C_н$, затруднителен. Для ориентировочного расчета можно использовать выражение, предложенное М. Л. Волиным:

$$t_у = 2,2 R_н C_н \alpha,$$

где α — экспериментальный коэффициент, учитывающий шунтирующее действие выходного сопротивления катодного повторителя на тех участках заднего фронта импульса, где лампа отперта.

Очевидно, что коэффициент α тем ближе к единице, чем больше отношение $U_{имп}/E_{см}$ и, следовательно, чем больше интервал времени $t_3—t_4$ по сравнению с интервалом, в течение которого лампа отперта. Коэффициент α мало зависит от параметров лампы и длительности заднего фронта входного импульса.

Ниже приведена экспериментальная таблица зависимости α от отношения $U_{имп}/E_{см}$ для обычных приемно-усилительных ламп (табл. 4).

Таблица 4

$U_{имп}/E_{см}$	1	2	3	4	5
α	0,35	0,52	0,62	0,70	0,75

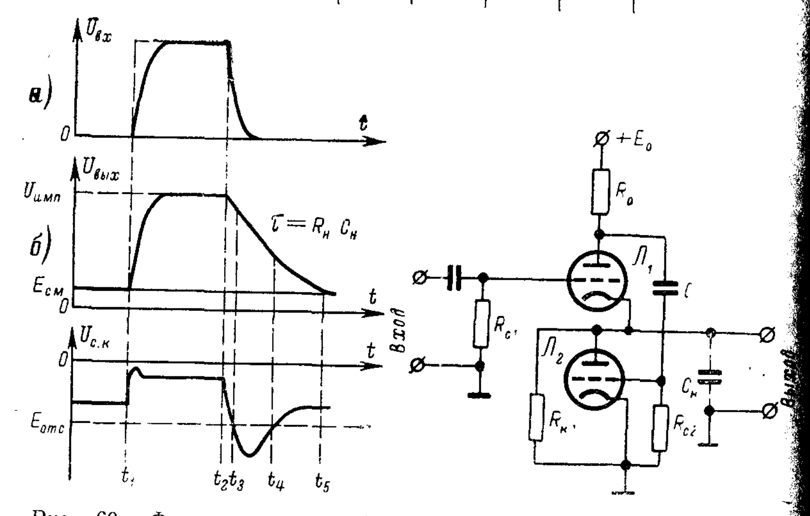


Рис. 60. Форма напряжений в схеме катодного повторителя, нагруженного емкостью.

а — входной импульс; *б* — выходное напряжение; *в* — напряжение между сеткой и катодом лампы $Л_1$.

Рис. 61. Схема импульсного каскодного повторителя.

Из этой таблицы и формулы для $t_у$ видно, что при больших амплитудах сигнала длительность заднего фронта выходного импульса значительно превышает постоянную времени выходной цепи и практически не определяется длительностью заднего фронта входного импульса.

Каскодный катодный повторитель позволяет устранить этот принципиальный недостаток обычных катодных повторителей. Из рис. 60 видно, что можно значительно уменьшить затягивание заднего фронта, если уменьшить сопротивление $R_н$ лишь на участке t_3—t_4, где лампа катодного повторителя заперта. На участке же t_1—t_2 сопротивление $R_н$ должно иметь величину, достаточную для получения требуемого выходного напряжения. Такими свойствами может обладать нагрузка, образованная из сопротивления и параллельной ему лампы (рис. 61). Лампа ставится в такой режим, что

при прохождении основного импульса через катодный повторитель ее сопротивление велико и роль катодной нагрузки играет сопротивление $R_{к1}$. Параметры цепи обратной связи $R_{с2}C$ выбраны таким образом, что эта цепь является дифференцирующей по отношению к передаваемому катодным повторителем импульсу. Через нее на управляющую сетку лампы $Л_2$ передается лишь узкий отрицательный импульс, соответствующий переднему фронту основного импульса, и узкий положительный импульс, соответствующий заднему фронту основного импульса, воспроизведенного на сопротивлении $R_а$.

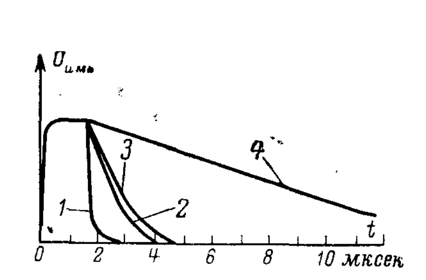


Рис. 62. Осциллограммы выходного импульса обычного катодного повторителя при $R_н = 10$ *ком* (*4*) и при $R_н = 2,2$ *ком* (*2*), а также каскодного импульсного катодного повторителя при $R_{к1} = 10$ *ком* (*3*) и $R_{к1} = 2,2$ *ком* (*1*)

Рис. 63. Идеальный входной импульс (*а*) и соответствующие ему корректирующие импульсы после дифференцирующей цепочки (*б*).

Отрицательный импульс не изменяет суммарного сопротивления катодной нагрузки повторителя, так как лампа $Л_2$ мало шунтирует сопротивление $R_{к1}$. Положительный же импульс на сетке лампы $Л_2$ приводит к резкому увеличению тока этой лампы и соответствующему уменьшению суммарного сопротивления нагрузки $R_н$ повторителя. На время длительности этого импульса емкость $C_н$ получает дополнительную возможность разряжаться через открытую лампу $Л_2$. В результате время разряда емкости $C_н$ (и следовательно, длительность заднего фронта выходного импульса) сокращается. На рис. 62 приведены осциллограммы положительного импульса на выходе обычного и каскодного катодного повторителей для двух значений $R_{к1}$.

Очевидно, что постоянная времени дифференцирующей цепи должна быть выбрана так, чтобы за время длительности корректирующего импульса (рис. 63) на сетке лампы $Л_2$ емкость $C_н$ успевала полностью разрядиться. При выборе параметров дифференцирующей цепи следует учесть, что при положительном импульсе на сетке лампы $Л_2$ сопротивление $R_{с2}$ шунтируется входным сопротивлением лампы, которое в области сеточных токов составляет примерно $R_{вх.л} = 1$ *ком*. Поэтому постоянная времени дифференцирующей цепи для положительного импульса определяется следующим выражением:

$$\tau_1 = C \frac{R_{\text{вх.л}} R_{\text{с2}}}{R_{\text{вх.л}} + R_{\text{с2}}} = CR_{\text{д}} \approx \frac{t_{\text{у}}}{2,2}, \tag{85}$$

где $R_{\text{д}}$ — параллельно соединенные сопротивление $R_{\text{с2}}$ и входное сопротивление лампы.

Постоянная времени дифференцирующей цепи не может выбираться слишком большой, так как длительность пропускаемого ею отрицательного импульса, соответствующего переднему фронту основного импульса, не должна превышать длительность последнего, что также очевидно из рис. 63.

Если из выражения (85) можно определить необходимую емкость

$$C < \frac{t_{\text{у}}}{2,2R_{\text{д}}} \approx \frac{t_{\text{у}}}{2,2R_{\text{вх.л}}}, \tag{86}$$

при этом предполагается, что $R_{\text{с2}} \gg R_{\text{вх.л}}$, то следующее условие позволяет определить сопротивление $R_{\text{с2}}$:

$$R_{\text{с2}} < \frac{t_{\text{н}}}{2,2C}, \tag{87}$$

где $t_{\text{н}}$ — длительность импульса.

При практическом осуществлении схемы импульсного каскодного повторителя трудно получить достаточно большую амплитуду положительного импульса на сетке лампы $Л_2$, так как в первый момент, когда емкость C не заряжена, сопротивление $R_{\text{а}}$, с которого снимается импульс, оказывается сильно шунтированным малым входным сопротивлением этой лампы. Если $R_{\text{а}}$ превышает $R_{\text{вх.л}}$, то максимальное положительное напряжение на сетке лампы $Л_2$ будет определяться максимальным значением анодного тока $I_{\text{а.макс}}$ лампы $Л_1$:

$$U_{\text{с2 макс}} = R_{\text{с2}} (I_{\text{а.макс}} - I_{\text{а.нач}}),$$

где $I_{\text{а.нач}}$ — начальный анодный ток лампы $Л_1$.

Это значит, что для достижения максимального положительного импульса величина $R_{\text{а}}$ должна быть ограничена.

Так как оптимальная величина сопротивления $R_{\text{а}}$ почти для всех типов ламп превышает 1 *ком*, то для согласования этой цепи со входом лампы $Л_2$ может быть применен автотрансформатор, заменяющий сопротивление $R_{\text{а}}$. Коэффициент его трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{а}}}{R_{\text{вх.л}}}}.$$

На рис. 64 приведена схема каскодного катодного повторителя, в котором в качестве лампы $Л_1$ применен тетрод (может быть заменен пентодом), вторая сетка которого соединена непосредственно с источником анодного питания. Эта схема эквивалентна триодной схеме без сопротивления $R_{\text{а}}$, наличие которого в некоторых случаях нежелательно.

Дело в том, что $R_{\text{а}}$ включено последовательно с внутренним сопротивлением R_{i1} лампы $Л_1$ и на нем падает некоторая часть напряжения передаваемого сигнала, что приводит к уменьшению коэф-

фициента передачи катодного повторителя. Кроме того, введение $R_{\text{а}}$ увеличивает время заряда паразитных емкостей в схеме, что приводит к некоторому ухудшению крутизны переднего фронта выходного импульса.

В схеме на рис. 64 введение сопротивления $R_{\text{а}}$ приводит лишь к перераспределению токов между второй сеткой и анодом лампы $Л_1$ и почти не влияет на величину регулирующего катодного тока лампы.

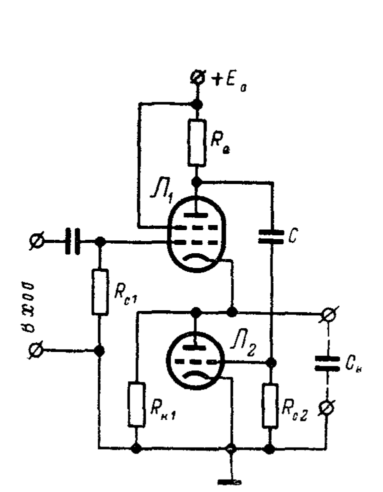


Рис. 64. Схема видоизмененного импульсного катодного повторителя.

Рис. 65. Практическая схема импульсного каскодного катодного повторителя.

Так же ведет себя каскодный катодный повторитель и при передаче импульсов отрицательной полярности. Известно, что обычные катодные повторители практически не могут передавать без искажений отрицательные импульсы значительной величины. Как и в рассмотренном выше случае, это обусловлено тем, что напряжение на емкости $C_{\text{н}}$ не успевает следовать за изменением напряжения на сетке лампы катодного повторителя. Поэтому при подаче на сетку отрицательного импульса, величина которого превышает напряжение запирания лампы, напряжение на катоде лампы (т. е. на $C_{\text{н}}$) резко уменьшается примерно до значения напряжения запирания $E_{\text{зап}} = E_{\text{о-с}}$, после чего скорость его изменения становится малой и определяется постоянной времени $\tau = R_{\text{н}} C_{\text{н}}$. Импульс искажается. Помимо этого, при значительной амплитуде отрицательного импульса лампа начинает работать на участке с малой крутизной характеристики, коэффициент передачи напряжения падает и наступает отсечка анодного тока. Поэтому невозможна работа катодного повторителя с большими отрицательными импульсами даже в том случае, когда искажения переднего фронта допустимы.

Очевидно, что каскодный катодный повторитель свободен и от этого недостатка. При подаче на сетку его лампы большого отрицательного импульса напряжение на катоде лампы $Л_1$ все время следует за изменением напряжения на сетке в результате действия положительной обратной связи. Вследствие этого напряжение между сеткой и катодом лампы $Л_1$ в продолжение действия импульса остается постоянным и лампа работает при одном и том же значении крутизны характеристики. Коэффициент передачи напряжения также остается постоянным. Таким образом, за счет регулирования величины катодного сопротивления каскодного катодного повторителя сигналом положительной обратной связи достигается значительное расширение динамического диапазона для входных сигналов отрицательной полярности. Граница динамического диапазона здесь определяется моментом насыщения лампы $Л_2$ и в значительной степени зависит от величины сопротивления $R_а$, как уже упоминалось выше (рис. 54).

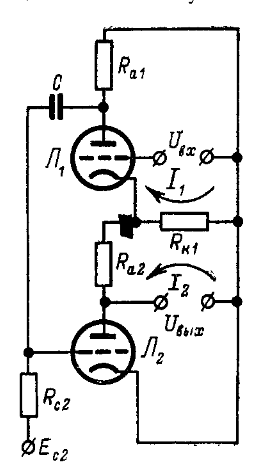


Рис. 66. Упрощенная схема каскодного повторителя с усилением.

Перечисленные свойства каскодных катодных повторителей позволяют использовать их для неискаженной передачи непрерывных колебаний со значительной амплитудой, в частности синусоидальных колебаний. Последняя задача возникает на практике очень часто и при использовании обычного катодного повторителя всегда сопровождается искажением формы колебаний в отрицательные полупериоды.

На рис. 65 в качестве примера приведена практическая схема каскодного катодного повторителя, позволяющего передавать с коэффициентом, близким к единице (при сопротивлении нагрузки не менее 1 *ком*), импульсы положительной полярности с амплитудой до 100 *в*, отрицательные импульсы с амплитудой до 40 *в* или синусоидальный сигнал соответствующей амплитуды. Выходное сопротивление схемы 30 *ом*. Амплитудно-частотная характеристика равномерна в полосе частот от сотен герц до 10 *Мгц* и имеет небольшой подъем на 10 *Мгц*, если емкость нагрузки 100 *пф*. При увеличении $C_н$ подъем смещается в сторону более низких частот.

Дальнейшая модификация каскодного катодного повторителя позволяет получить схему, обладающую всеми основными свойствами катодного повторителя: высоким входным сопротивлением, высокой линейностью и широкой полосой пропускания, способностью передавать отрицательные импульсы значительной амплитуды, но имеющую коэффициент передачи напряжения больше единицы. Упрощенная схема такого каскодного усилителя приведена на рис. 66.

В том случае, если сопротивление $R_{к1}$ достаточно велико, развиваемое на нем напряжение близко к входному напряжению лампы $Л_1$. При $R_{к1}$, стремящемся к нулю, через него протекает ток

$$I_1 = U_{вх} S_1 (1 + S_2 R_{a1}) .$$

Выходное сопротивление каскодного катодного повторителя

$$R'_{вых} = \frac{U_{вх}}{I_1} = \frac{1}{S_1 (1 + S_2 R_{a1})} . \qquad (88)$$

Когда величина сопротивления $R_{к1}$ принимает промежуточные между нулем и бесконечностью значения, ток через него

$$I'_1 = \frac{U_{вх}}{R'_{вых} + R_{к1}} ,$$

и через сопротивления R_{a2} протекает часть этого тока

$$I_2 = \frac{S_2 R_{a1}}{1 + S_2 R_{a1}} .$$

Выходное напряжение $U_{вых}$, снимаемое с анода лампы $Л_2$, равно сумме падений напряжения на сопротивлениях $R_{к1}$ и R_{a2}, и коэффициент передачи схемы по напряжению

$$K = \frac{R_{к1}}{R_{к1} + R'_{вых}} + \frac{R_{a2}}{R_{к1} + R'_{вых}} \left(\frac{S_2 R_{a1}}{1 + S_2 R_{a1}} \right) \approx$$

$$\approx \frac{R_{к1} + R_{a2}}{R_{к1}} = 1 + \frac{R_{a2}}{R_{к1}} , \qquad (89)$$

т. е. превышает единицу на величину $R_{a2}/R_{к1}$.

Выходное сопротивление схемы, учитывая выражение (89), определяется следующим равенством:

$$R_{вых} = KR'_{вых} \left(1 + \frac{R_{к1} R_{a2}}{R_{к1} + R_{a2}} S_1 \right) , \qquad (90)$$

На рис. 67 приведена практическая схема такого каскодного повторителя с усилением. Для уменьшения паразитной емкости, нагружающей цепь положительной обратной связи, напряжение обратной связи передается на сетку $Л_2$ через катодный повторитель на лампе $Л_3$. Это позволяет применять сопротивление $R_а$ большой величины без заметного увеличения времени нарастания напряжения. При указанном на схеме режиме лампа $Л_2$ допускает ток в импульсе до 100 *ма*, не заходя в область сеточных токов. Смещение лампы $Л_1$ выбирается так, чтобы ток через сопротивление $R_{к1}$ был равен нулю.

Диодная «подпорка» (диод *Д*) сетки лампы $Л_3$ предохраняет усилительную лампу $Л_2$ от сильных перегрузок. При смещении на этой лампе 7,3 *в* диод заперт напряжением 6 *в*. Когда сигнал на сетке лампы $Л_3$ превышает 6 *в*, диод начинает шунтировать цепь ее сетки. Это значит, что напряжение сигнала на сетке лампы $Л_2$ также не может превысить 6 *в*, т. е. не смещает сетку в область сеточных токов.

Из выражений (88), (89) и (90) можно определить, что при $S = 12$ *ма/в* $R'_{вых} = 1{,}33$ *ом*, $K = 98$, $R_{вых} = 300$ *ом*.

Время нарастания на выходе схемы при емкостной нагрузке $C_н = 15$ *пф* не превышает 50 *нсек* для отрицательного импульса с амплитудой до 125 *в*. Для положительных импульсов это время несколько больше и достигает 120 *нсек* при амплитуде 60 *в*. Для определения линейности схемы измерялся коэффициент передачи для девяти значений выходного напряжения в диапазоне от 7 до 125 *в*. В

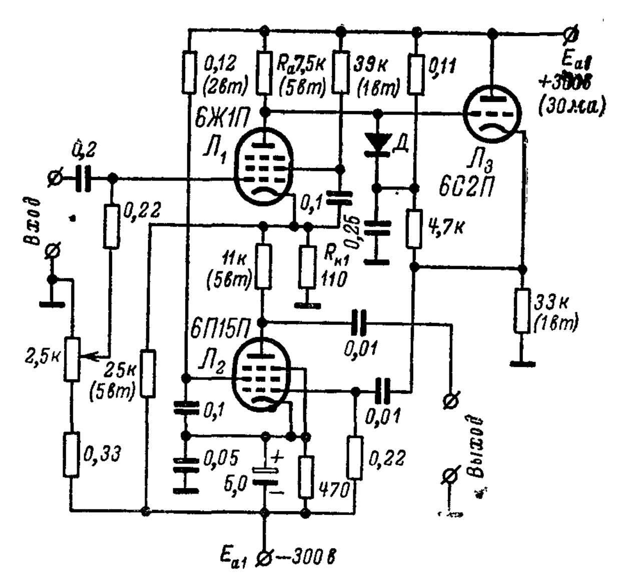


Рис. 67. Практическая схема каскодного повторителя с усиленнем.

этом диапазоне отклонение выходной характеристики от линейности не превышало 1%.

При изменении величины $R_{к1}$ меняются как коэффициент передачи схемы, так и время нарастания выходного напряжения. При изменении коэффициента передачи напряжения от 5 до 400 время нарастания увеличивалось от 40 до 100 *нсек*. Для предотвращения выброса напряжения при коэффициентах передачи менее 100 последовательно с сопротивлением $R_{к1}$ может быть включена небольшая индуктивность. Для уменьшения времени нарастания в схеме, коэффициент передачи которой превышает 100, сопротивление $R_{к1}$ может быть заблокировано небольшой емкостью.

На рис. 68 приведена еще одна практическая схема каскодного усилителя на базе катодного повторителя. Эта схема проще предыдущей, в ней нет вспомогательного катодного повторителя. Схема пропускает отрицательные импульсы с амплитудой до 40 *в*. Вследствие большого коэффициента усиления в петле положительной обратной связи (в схеме использованы пентоды 6П15П с крутизной характеристики $S = 12$ *ма/в*) выходиое сопротивление схемы не пре-

вышает нескольких *ом*. Время нарастания напряжения на ее выходе $\tau_н = 0{,}5$ *мксек*. Коэффициент передачи $K = 5$.

Исследования показали, что в области частот от 5 до 30 *Мгц* входное сопротивление схемы может быть отрицательным, т. е. схема склонна к самовозбуждению. Для повышения устойчивости последовательно с сеткой лампы $Л_1$ включается ограничивающее сопротивление $R_{огр} = 15$ *ком*. Введение этого сопротивления практически не влияет на частотиую характеристику.

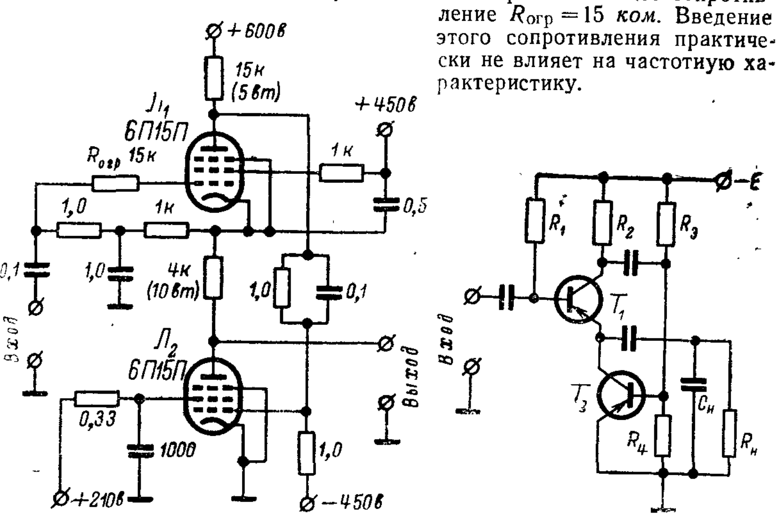


Рис. 68. Простая схема каскодного повторителя с усилением.

Рис. 69. Схема каскодного эмиттерного повторителя.

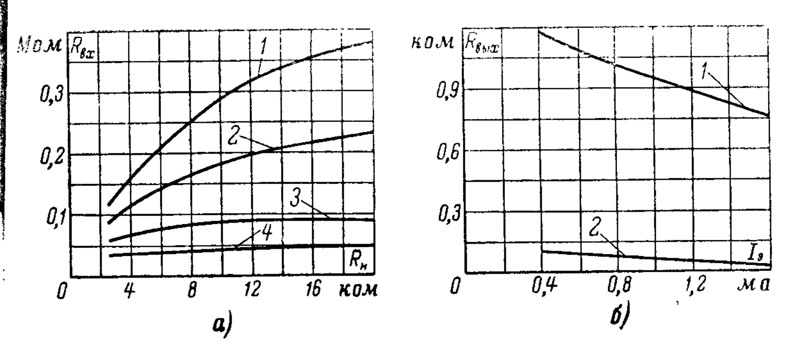
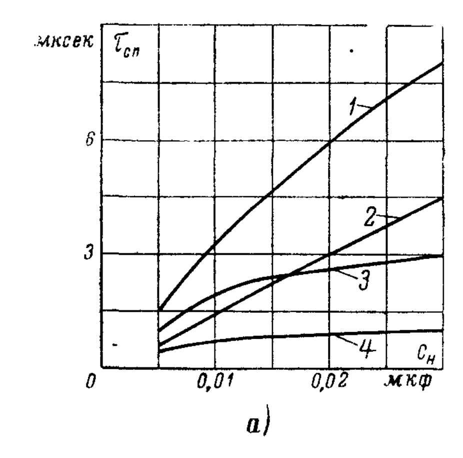


Рис. 70. Характеристики каскодного эмиттерного повторителя.

а — завнсимость входного сопротивления от сопротнвления нагрузки для каскодного (*1*) н обычного (*2*) эмнттерных повторителей прн $I_э = 0{,}4$ *ма* н для каскодного (*3*) и обычного (*4*) эмиттерных повторителей прн $I_э = 4$ *ма*; *б* — зависимость выходного сопротивления от тока эмиттера для обычного (*1*) и каскодного (*2*) повторителей.



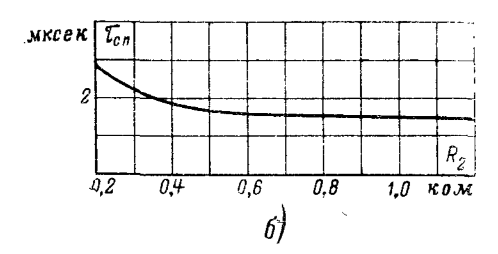


Рис. 71. Характеристики эмиттерного повторителя при работе на емкость.

а — зависимость длительности заднего фронта $\tau_{сп}$ выходного импульса от емкости $C_н$ для обычного эмиттерного повторителя (*1*) и каскодного повторителя (*2*) при токе $I_э=0{,}4$ *ма*, а также обычного (*3*) и каскодного (*4*) повторителей при $I_э=4$ *ма*; *б* — зависимость длительности заднего фронта выходного импульса от сопротивления R_2.

На рис. 69 показана принципиальная схема транзисторного каскодного эмиттерного повторителя, принцип действия которого подобен ламповому. Как и ламповый, этот повторитель имеет пониженное выходное сопротивление и отлично работает на емкостную нагрузку. Основной особенностью его является высокое входное сопротивление, в несколько раз превышающее входное сопротивление обычного эмиттерного повторителя.

На рис. 70, *а* приведены кривые зависимости входного сопротивления обычного и каскодного повторителей от нагрузки. Основной транзистор T_1 при всех измерениях (для рис. 70 и 71) имел в обеих схемах коэффициент усиления по току $\alpha=0{,}98$.

Из рис. 70, *б* видно, что выходное сопротивление каскодного эмиттерного повторителя в 10 раз меньше, чем у обычного эмиттерного повторителя в том же режиме. Эффективность каскодного эмиттерного повторителя при передаче заднего фронта отрицательного импульса можно оценить из кривых, приведенных на рис. 71.

25. ПОЛНОЕ ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ КАСКОДНОГО КАТОДНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ

Нередко перед создателями радиоэлектронной измерительной аппаратуры, особенно работающими в области экспериментальной физики, ставится задача разработки устройств, входное сопротивление которых достигает значений 10^9—10^{11} *ом*. Эта сложная техническая задача решается с помощью специальных катодных повторителей каскодного типа. Для получения таких значений входного сопротивления уже недостаточно просто использовать схемные особенности каскодного включения; приходится учитывать и дополнительные возможности, возникающие при тщательном выборе режима работы ламп повторителя.

На рис. 72 приведены характеристики сеточного тока каскодного катодного повторителя для зарубежных ламп ЕСС 80 (аналогичных лампе 6Н8С). Из характеристик видно, что есть две области где сеточные токи близки к нулю. Сеточный ток равен нулю в районе точки *А*, соответствующей большой крутизне характеристики анодного тока *S*. Однако здесь любые небольшие изменения напряжения источника питания приводят к появлению больших сеточных токов, так как крутизна характеристик сеточных токов здесь очень большая.

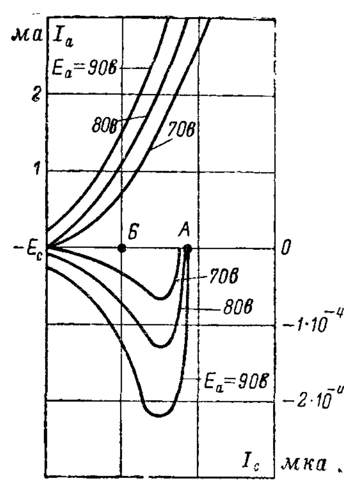


Рис. 72. Сеточные токи в каскодном катодном повторителе. Наверху приведены соответствующие анодно-сеточные характеристики.

Величины сеточных токов малы и в области, лежащей левее точки $Б$. Зависимость сеточных токов от напряжения источника питания здесь невелика, поэтому целесообразно выбирать рабочую точку в этой области, хотя она соответствует относительно небольшим значениям крутизны характеристики анодного тока. Из рис. 72 видно, что выбор рабочей точки в этой области позволяет поддерживать сеточный ток не более 10^{-10} *а*.

Одним из достоинств каскодного катодного повторителя, как уже упоминалось, является поддержание им неизменного положения рабочей точки в большом динамическом диапазоне входных отрицательных напряжений вследствие действия цепи положительной обратной связи. Положение рабочей точки каскодного катодного повторителя определяется величиной сопротивления смещения $R_{к2}$, от которого зависит величина тока, протекающего через лампу $Л_2$.

Таким образом, каскодный катодный повторитель обеспечивает достаточно высокую величину входного сопротивления. Однако при заданной полосе пропускания схемы любое увеличение входного сопротивления имеет смысл лишь в том случае, если есть возможность в такой же степени снизить входную емкость схемы, так как на верхних частотах ее входное полное сопротивление в значительной степени определяется входной емкостью. Так, на частоте 1 *кгц* входная емкость 1 *пф* имеет сопротивление всего $X_c = \frac{1}{2\pi f C} = 1{,}6 \cdot 10^8$ *ом*. Входная же емкость обычного катодного повторителя, зависящая от типа лампы и экранировки входных цепей, имеет значения от 8 до 30 *пф*. Выше было показано, что время нарастания у каскодных катодных повторителей, определяемое в первую очередь входной емкостью, примерно в 2 раза меньше, чем у обычных катодных повторителей. Это достигается уменьшением емкости $C_{с.к}$ за счет схемных особенностей каскодного катодного повторителя. Однако из уравнения (24) следует, что для дальнейшего уменьшения входной емкости катодного повторителя необходимо принять меры к уменьшению емкостей анод—сетка и сетка—земля.

Последняя емкость в катодном повторителе с высоким входным сопротивлением может быть очень большой. Дело в том, что увеличение входного сопротивления делает схему очень чувствительной к наводкам. Поэтому входные цепи такой схемы подлежат тщательному экранированию, что во много раз увеличивает паразитную емкость между сеткой и землей.

Составляющая входной емкости, обусловленная емкостью $C_{а.с}$, может быть компенсирована введением в анодную цепь лампы $Л_1$ напряжения сигнала в той же фазе и той же амплитуды, что и сигнал на сетке этой лампы. В этом случае любое изменение напряжения сигнала на сетке лампы $Л_1$ сопровождается точно таким же изменением напряжения компенсирующего сигнала на аноде, так что между анодом и сеткой лампы нет разности напряжений по сигналу, а следовательно, в этом промежутке отсутствует емкостный ток сигнала. Емкость $C_{а.с}$ при этом можно считать равной нулю.

Функцию низкоомного источника компенсирующего сигнала для анода лампы $Л_1$ может выполнять катодный повторитель, на сетку лампы $Л_2$ которого напряжение сигнала подается с выхода основного катодного повторителя. На рис. 73 приведена упрощенная схема, где лампа $Л_1$, емкость $C_{а.с}$ которой должна быть скомпенсирована, играет роль катодной нагрузки катодного компенсирующего повторителя на лампе $Л_2$. Таким образом, компенсирующий повторитель работает по каскодной схеме, и коэффициент его передачи близок к единице за счет высокого динамического сопротивления лампы $Л_1$. С другой стороны, лампа $Л_1$ также может работать в каскодной схеме, имея в качестве катодной нагрузки вместо сопротивления $R_к$ лампу. Это обстоятельство обеспечивает как высокое входное сопротивление схемы, так и максимальный коэффициент передачи напряжения сигнала. Входная емкость такого двойного каскодного повторителя определяется выражением

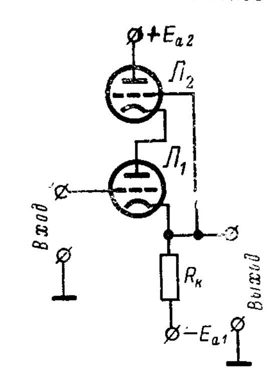


Рис. 73. Принцип анодной компенсации катодного повторителя.

$$C_{вх} = (1 - K_2) C_{а.с} + (1 - K_1) C_{с.к} + C_{с.з}, \quad (91)$$

где K_1 — коэффициент передачи напряжения от сетки лампы $Л_1$ к ее аноду через катодный повторитель на лампе $Л_2$; коэффициент $K_2 = K_1 K_3$, где K_3 — коэффициент передачи напряжения от сетки $Л_2$ к ее катоду.

Таким образом, емкость $C_{а.с}$ тем ближе к нулю, чем ближе к единице коэффициенты передачи обоих катодных повторителей (на лампе $Л_1$ и на лампе $Л_2$). Помимо компенсирующего действия, введение сигнала на анод лампы $Л_1$ приводит к заметному дополнительному увеличению коэффициента передачи основного каскодного повторителя на этой лампе. Объясняется это тем, что в схеме на рис. 73 напряжение между анодом и катодом лампы $Л_1$ практически не изменяется в процессе передачи сигнала. Значение коэффициента передачи такого повторителя определяется выражением

$$K_1 = \frac{1}{1 + \frac{1 - K_3}{\mu} + \frac{1}{SR_к}}.$$

Напомним, что для обычного катодного повторителя коэффициент передачи на основании уравнения (61) имеет следующий вид:

$$K = \frac{1}{1 + \frac{1}{\mu} + \frac{1}{SR_к}}.$$

Таким образом, для катодного повторителя с анодной компенсацией коэффициент передачи дополнительно увеличивается, так как второй член в знаменателе становится мал. При $K \approx 1$ можно считать, что коэффициент передачи компенсированного катодного повторителя вообще не зависит от μ.

Сказанное выше можно проиллюстрировать примером, взятым из книги Ю. И. Грибанова[1]. Коэффициент передачи обычного ка-

[1] Ю. И. Грибанов, Измерение напряжений в высокоомных цепях, Госэнергоиздат, 1962.

тодного повторителя (лампа ЭМ-4, $S=2{,}2$ *ма/в*, $R_i=25{,}5$ *ком*) при $R_н=200$ *ком* составляет 0,66. При включении компенсирующего катодного повторителя с $K=0{,}9$ в анодную цепь лампы $Л_1$ коэффициент передачи основного катодного повторителя увеличивается до 0,904, а если $K=0{,}99$, то результирующий коэффициент передачи $K_1=0{,}94$.

Уменьшение емкости $C_{с.з}$ и одновременная компенсация емкости экранирующего кабеля достигаются подачей на его экран напряжения сигнала с катода лампы $Л_1$. При этом емкость между сеткой и экраном $C_{с.з}$ оказывается включенной параллельно емкости $C_{с.к}$ и компенсируется, как и последняя, за счет того, что коэффициент передачи повторителя близок к единице. Вследствие этого разность напряжения сигнала между сеткой и катодом лампы $Л_1$ в $\left(\frac{1}{1-K_1}\right)$ раз меньше напряжения сигнала. Во столько же раз уменьшается и емкостный ток между сеткой и катодом. В такой же степени уменьшается и соответствующая динамическая емкость.

Теперь выражение для $C_{вх}$ приобретает такой вид:

$$C_{вх}=(1-K_1K_3)\,C_{а.с}+(1-K_1)(C_{с.к}+C_{с.э})+C'_{с.з}\,. \qquad (9)$$

Оставшаяся нескомпенсированной емкость $C'_{с.з}$ состоит в основном из емкости между вводами сетки и нитью накала и не превышает обычно сотых долей пикофарады.

Таким образом, описанная схема дает принципиальную возможность компенсации входной емкости катодного повторителя до значений, не превышающих сотых долей пикофарады.

Анализ каскодного катодного повторителя с анодной компенсацией может быть произведен методом суперпозиции, при котором каждая лампа рассматривается как независимый эквивалентный генератор, нагруженный на всю остальную часть схемы. (Метод суперпозиции применим здесь вследствие использования ламп в линейном режиме и отсутствия их взаимного влияния). Лампа вместе с соответствующими ей сопротивлениями $R_а$ и $R_к$ рассматривается как активный трехполюсник, характеристики которого достаточно полно могут быть определены значениями полных сопротивлений со стороны точек *a*, *c* и *к* (рис. 74), т. е. между рассматриваемой точкой и двумя другими, замкнутыми накоротко по переменному току.

Рис. 74. Лампа как трехполюсник.

При изменении потенциала в точке *a* на величину ΔU приращение тока в цепи

$$\Delta I=-SR_к\Delta I+\frac{\Delta U-\Delta I\,(R_а+R_к)}{R_i}\,.$$

Разделив обе части уравнения на ΔI, можно выделить отношение $\Delta U/\Delta I$, определяющее полное сопротивление в точке *a*:

$$\frac{\Delta U}{\Delta I}=R_к(1+\mu)+R_i+R_а=Z_а.$$

Точно так же при изменении потенциала точки *c* (т. е. потенциала сетки лампы) получим выражение для приращения тока и уравнение соответствующего полного сопротивления:

$$\Delta I=S(\Delta U-\Delta I R_к)-\frac{\Delta I\,(R_а+R_к)}{R_i}\,;$$

$$Z_с=\frac{1}{\mu}\,[R_а+R_i+(1+\mu)R_к]\,.$$

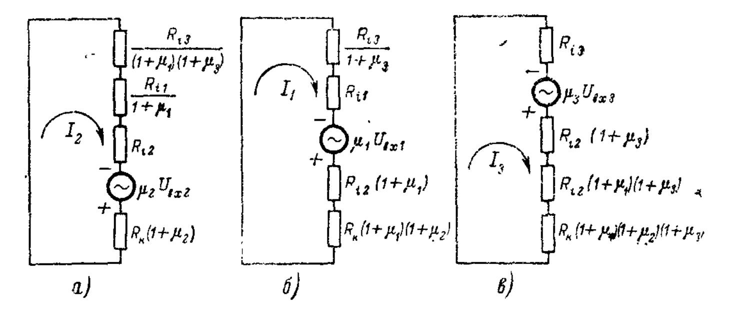


Рис. 75. Эквивалентные схемы для анализа компенсированного каскодного катодного повторителя.

а — относительно лампы $Л_2$; *б* — относительно лампы $Л_1$; *в* — относительно лампы $Л_3$.

Изменение потенциала в цепи катода лампы приводит к следующим соотношениям:

$$\Delta I=S(\Delta U-\Delta I R_а)+\frac{[\Delta U-\Delta I\,(R_а+R_к)]}{R_i}\,;$$

$$Z_к=R_к+\frac{R_а+R_i}{1+\mu}\,.$$

Применительно к последовательному включению трех ламп, как в схеме компенсированного каскодного катодного повторителя, можно сделать вывод, что все полные сопротивления, приводимые к катоду рассматриваемой лампы и лежащие выше этой точки, должны быть уменьшены в $(1+\mu)$ раз, а сопротивления, приводимые к аноду лампы и лежащие ниже этой точки, должны быть увеличены в $(1+\mu)$ раз.

В соответствии с этим можно составить эквивалентные схемы для каждой из ламп $Л_1$, $Л_2$ и $Л_3$ (рис. 75) и на их основании определить полный ток в схеме как сумму самостоятельно существующих токов от каждой лампы:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 = \frac{\mu_2(1+\mu_1)(1+\mu_3)U_2 + \mu_1(1+\mu_3)U_1 + \mu_3 U_3}{R_{i3} + R_{i1}(1+\mu_3) + R_{i2}(1+\mu_3)(1+\mu_1) + R_к(1+\mu_2)(1+\mu_1)(1+\mu_3)}. \quad (93)$$

В схеме компенсированного каскодного катодного повторителя $U_1 = U_{вх}$ и $U_3 = U_{вых}$. Если лампа $Л_2$ используется как нерегулируемое катодное сопротивление для стабилизации катодного тока лампы $Л_1$, то выполняется условие $U_2 = 0$. Напомним, что везде U и I — переменные составляющие напряжения и тока. Условие $U_2 = 0$ означает, что на сетку лампы $Л_2$ напряжение сигнала не подается.

При этом уравнение (93) приводится к следующему виду:

$$I = \frac{\mu_1(1+\mu_3)U_{вх} + \mu_2 U_{вых}}{R_{i3} + R_{i1}(1+\mu_3) + [R_{i1} + R_к(1+\mu_2)](1+\mu_1)(1+\mu_3)}. \quad (94)$$

Из эквивалентиой схемы (рис. 75, *а*) видно, что выходное напряжение на аноде лампы $Л_2$ при условии $U_2 = 0$ определяется выражением

$$U_{вых} = I[R_{i2} + R_к(1+\mu_2)]. \quad (95)$$

Подставив это значение $U_{вых}$ в уравнение (94), получим выражение для коэффициента передачи лампы $Л_1$:

$$K_1 = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\mu_1(1+\mu_3)}{1 + \mu_1(1+\mu_3) + \dfrac{R_{i3} + R_{i1}(1+\mu_3)}{R_{i2} + R_к(1+\mu_2)}}. \quad (96)$$

Коэффициент передачи компенсирующего катодного повторителя на лампе $Л_3$

$$K_3 = \frac{U_{а1}}{U_{вых}},$$

где $U_{а1}$ — напряжение сигнала на аноде лампы $Л_1$,

$$U_{а1} = -\mu U_{вх} + I\{R_{i1} + (1+\mu_1)[R_{i2} + R_к(1+\mu_2)]\}. \quad (97)$$

Решая совместно уравнения (95) и (97), получим:

$$U_{а1} = -\mu_1 U_{вх} + \frac{U_{вых}\{R_{i1} + (1+\mu_1)[R_{i2} + R_к(1+\mu_2)]\}}{R_{i2} + R_к(1+\mu_1)}.$$

Теперь может быть получено полное выражение для коэффициента передачи напряжения лампы $Л_3$

$$K_3 = K_1 - \mu_1(1-K_1) + \frac{R_{i1}}{R_{i2} + R_к(1+\mu_2)}K_1. \quad (98)$$

На рис. 76 приведена практическая схема каскодного катодного повторителя с компенсацией входной емкости. Измеренные входная емкость и входное сопротивление для этой схемы без компенсации, т. е. без ламп $Л_2$ и $Л_3$, равны: $C_{вх} = 43{,}2$ *пф*, $R_{вх} = 35{,}5$ *Мом*, причем

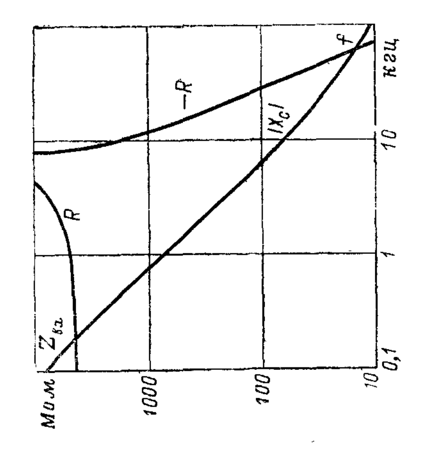


Рис. 77. Зависимость составляющих полного входного сопротивления $Z_{вх}$ компенсированного катодного повторителя от частоты *f*.

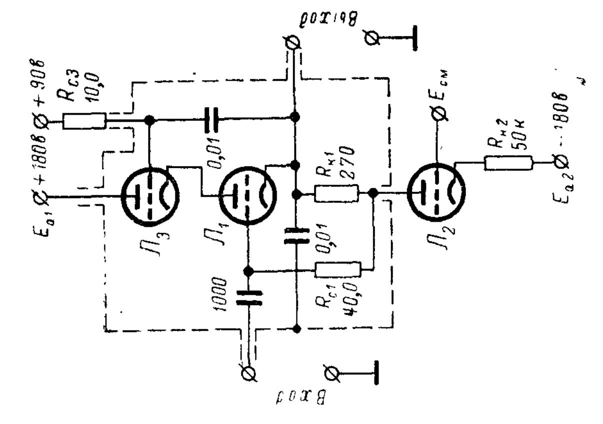


Рис. 76. Практическая схема каскодного катодного повторителя с компенсацией входной емкости.

входное сопротивление здесь определялось практически величиной сопротивления утечки R_{c1}. На входе схемы включен коаксиальный кабель длиной около 40 *см*.

При введении компенсации входная емкость уменьшилась до значения 0,2 *пф* на частоте 100 *гц*. При увеличении частоты сигнала значение входной емкости увеличивается и достигает 0,35 *пф* на частоте 50 *кгц*. Зависимость емкостного сопротивления X_C от частоты приведена на рис. 77. Здесь же показана зависимость активной части входного сопротивления R от частоты. На частоте около 3,2 *кгц* оно стремится к бесконечности, а при дальнейшем повышении частоты становится отрицательным и монотонно убывает с частотой. Причиной этого могут быть небольшие фазовые сдвиги индуктивного характера в цепи обратной связи.

В табл. 5 приведены K_1, K_2 и соответствующие им коэффициенты компенсации $(1-K_1)$ и $(1-K_2)$, полученные путем расчета по приведенным выше формулам.

Таблица 5

K_1	K_2	$(1-K_1)$	$(1-K_2)$
0,99919	0,973	0,00081	0,027

Заметим, что обычный катодный повторитель без компенсации в этом случае имеет коэффициент передачи $K=0{,}974$, соответствующий ему коэффициент передачи каскодного катодного повторителя $K_1=0{,}99919$.

Если подставить в выражение (92) значения коэффициентов компенсации и измеренные значения $C_{вх}$ и $C_{а.с}$, то можно рассчитать емкость $C'_{с.з}$. При $C_{а.с}=2$ *пф* получаем $C_{с.з}=0{,}075$ *пф*. Этот результат показывает, что экранирование входной цепи с компенсацией емкости $C_{с.з}$ является весьма эффективным средством снижения паразитной емкости $C_{с.з}$.

Подключение сопротивления утечки R_{c1} к аноду лампы $Л_2$ приводит к компенсации входного тока через это сопротивление. Разность напряжений на этом сопротивлении равна $(1-K_1)\ U_{вх}$, т. е. величина входного тока, протекающего через сопротивление утечки, уменьшается в $\left(\frac{1}{1-K_1}\right)$ раз за счет действия отрицательной обратной связи. Вследствие этого входное сопротивление схемы возрастает до значения $2\cdot10^{10}$ *ом*.

Путем дальнейшего увеличения коэффициентов передачи K_1 и K_2 можно входную емкость сделать еще меньше. Принципиально входная емкость может быть сведена до нуля при значении K_2, равном 1,2, и будет иметь отрицательные значения при большем коэффициенте передачи.

На рис. 78 приведена практическая схема, в которой дальнейшее приближение K_2 к единице достигается тем, что применяется дополнительный усилитель сигнала компенсации. Входное сопротивление схемы достигает $R_{вх}=10^{11}$ *ом* в диапазоне изменений сигнала $\Delta\ U_{вх}=\pm100$ *в*. Входная емкость повторителя близка к нулю, так что полоса пропускания схемы простирается от 0 до 10 *Мгц*.

Для того чтобы выходное напряжение повторителя (при передаче сигнала постоянного тока) было точно равно входному, в схеме производится компенсация напряжения смещения $U_{см}$ лампы $Л_1$ введением дополнительного сопротивления R_3. Если величина этого сопротивления выбрана такой, что падение напряжения на нем за счет анодного тока лампы $Л_1$ равно $-U_{см}$, то потенциал анода лампы $Л_2$ (выходной потенциал) равен потенциалу сетки лампы $Л_1$. Падение напряжения на лампе $Л_3$ практически не зависит от величины входного сигнала, так как ток через лампу $Л_2$ и сопротивление R_3 изменяется в динамическом диапазоне сигнала чрезвычайно

Рис. 78. Схема повторителя с дополнительной компенсацией.

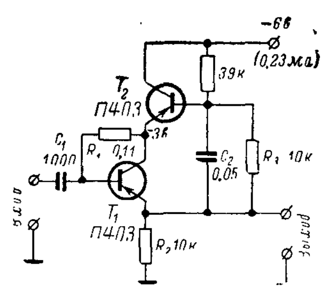


Рис. 79. Схема эмиттерного повторителя с коллекторной компенсацией потерь на входе.

мало (из-за высокого динамического сопротивления лампы $Л_2$). Вследствие того, что коэффициент передачи напряжения от сетки к катоду лампы $Л_1$ весьма близок к единице, практически не изменяется также в пределах динамического диапазона и положение рабочей точки этой лампы. Таким образом, описанная компенсация действует в полном динамическом диапазоне сигнала.

Введение лампы $Л_1$ несколько снижает коэффициент передачи от сетки лампы $Л_1$ к выходному зажиму, однако этот эффект незначителен, так как величина R_3 во много раз меньше динамического сопротивления лампы $Л_2$. Если катодный повторитель применяется для передачи сигналов переменного тока или начальный потенциал выходного зажима не имеет значения, то сопротивление R_3 из схемы можно исключить.

Анодная компенсация лампы $Л_1$ осуществляется через лампу $Л_3$, сигнал на которую подается через усилитель с общей сеткой, собранный на правом (по схеме) триоде лампы $Л_1$. Компенсирующий сигнал с выхода катодного повторителя подается на катод этого триода.

На рис. 79 приведена схема компенсированного эмиттерного повторителя напряжения, выполненного на транзисторах. Положен-

ные в основу схемы принципы компенсации те же, что и для лампового катодного повторителя. Дополнительно к компенсация входной емкости здесь осуществляется и компенсация сопротивления смещения, наличие которого в обычном случае приводит к снижению входного сопротивления повторителя. В схеме сопротивление смещения базы транзистора T_1 подключено к его коллектору, на который подается компенсирующее напряжение через эмиттерный повторитель на транзисторе T_2. В результате эффективное значение сопротивления смещения (для сигнала) превышает фактическую величину сопротивления в K_2 раз, где K_2 — коэффициент передачи напряжения от базы к коллектору транзистора T_1.

Этот эмиттерный повторитель с коллекторной компенсацией предназначен для работы на входе импульсного усилителя. Для расширения его полосы пропускания в области низких частот в цепь компенсирующего сигнала включено сопротивление R_3, через которое на базу транзистора T_2 передаются напряжения низких частот, не пропускаемые конденсатором C_2.

Входное сопротивление компенсированного эмиттерного повторителя в несколько раз превышает входное сопротивление обычного. При применении транзисторов T_1 и T_2 с коэффициентом усиления по току 0,992 входное сопротивление на частоте 1 *кгц* составляет 1 *Мом* при $R_1=0{,}11$ *Мом*. Полоса пропускания компенсированного эмиттерного повторителя на транзисторах П403 — от 100 *гц* до 2 *Мгц*.

26. СВЕРХЛИНЕЙНЫЙ КАТОДНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ

Нередко к катодному повторителю предъявляется требование чрезвычайно высокой линейности его характеристики. В частности, это имеет место при передаче сигналов, состоящих из колебаний нескольких частот с приблизительно одинаковой амплитудой. При передаче такого сигнала нелинейность характеристики приводит к тому, что амплитуды суммарных и разностных частот, возникающих из-за перекрестных искажений в катодном повторителе, могут достигать большой величины.

Выше упоминалось, что каскодный катодный повторитель обладает повышенной линейностью вследствие высокого значения коэффициента передачи напряжения. Дальнейшее повышение коэффициента передачи напряжения наблюдается в компенсированном катодном повторителе. Логическим развитием последней схемы в целях получения максимальной линейности является введение компенсации в анодную цепь лампы $Л_3$ (для компенсированного катодного повторителя) и компенсации падения напряжения на сопротивлении R_a каскодного катодного повторителя. Введение каждой последующей компенсирующей лампы приводит к увеличению коэффициентов передачи каждой из нижестоящих ламп. Общая схема такого катодного повторителя приведена на рис. 80.

В принципе путем введения большого количества компенсирующих последовательных ламп может быть достигнута любая заданная степень линейности катодного повторителя на лампе $Л_1$. Одновременно увеличение коэффициента передачи этой лампы при такой многократной компенсации сопровождается уменьшением выходного сопротивления схемы.

В приводимом ниже анализе схемы сверхлинейного катодного повторителя предполагается, что сеточные токи у всех ламп отсутствуют. Рассматривается работа только триодов на низких частотах, когда можно пренебречь влиянием междуэлектродных емкостей.

Основным источником нелинейных искажений в схеме является электронная лампа, характеристики которой имеют значительную кривизну в динамическом диапазоне передаваемого сигнала. Вводимая компенсация обеспечивает одинаковые изменения потенциалов сетки, катода и анода лампы $Л_1$ при подаче на ее сетку сигнала, так что рабочая точка лампы остается неизменной в динамическом диапазоне сигнала. Это исключает влияние кривизны анодной характеристики лампы на коэффициент передачи напряжения.

Схема каскодного катодного повторителя, n-го порядка (где $n=1, 2, 3, \ldots$) содержит $2n+2$ лампы, включенные последовательно и охваченные соответствующими цепями обратной связи. Две лампы входят в состав каскодного катодного повторителя, а остальные $2n$ ламп являются компенсирующими. Первые n ламп из этого числа компенсируют изменение напряжения между анодом и катодом лампы $Л_1$, для чего на их сетки подается выходное напряжение этой лампы. Вторые n ламп компенсируют изменение напряжения на сопротивлении R_a, и на их сетки подается напряжение с нижнего (по схеме) конца сопротивления R_a.

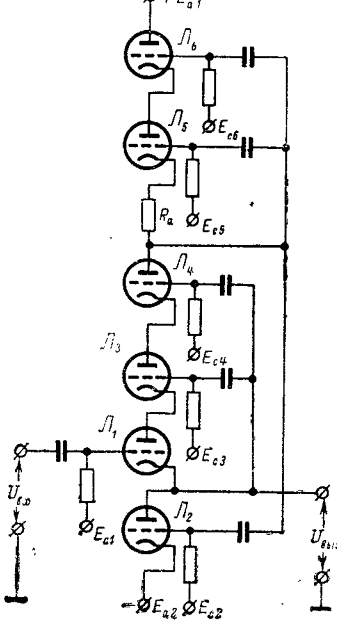


Рис. 80. Схема компенсированного катодного повторителя n-го порядка.

Напомним, что для каскодного повторителя коэффициент передачи напряжения определяется выражением (76) и может быть записан следующим образом:

$$K=\frac{1}{1+\frac{1}{\mu_1}\left(1+\frac{R_{i1}+R_a}{R_{i2}+\mu_2 R_a}\right)}.$$

Выходное сопротивление такого повторителя определялось выражением (79). Оба эти выражения справедливы при нулевом фазовом сдвиге в цепях сеток ламп во всем диапазоне рабочих частот.

Для каскодного катодного повторителя n-го порядка можно пользоваться этими же выражениями, если сделать следующие подстановки:

$$\mu_1=(\mu_1')_n;\ R_{i1}=(R_{i1}')_n;\ R_a=(R_a')_n,$$

где

$$(\mu_1')_n = \mu_1 \left[\prod_{j=3}^{n+2}(1+\mu_j)\right]; \qquad (99)$$

$$(R_{i1}')_n = \sum_{k=3}^{n+2}\left\{R_{i\,(k-1)}\left[\prod_{j=k}^{n+2}(1+\mu_j)\right]\right\} + R_{i(n+2)}; \qquad (100)$$

$$(R_a')_n = R_a\left[\prod_{j=n+3}^{2n+2}(1+\mu_j) + \right.$$

$$\left. + \sum_{l=n+4}^{2n+2}\left\{R_{i\,(k-1)}\left[\prod_{j=k}^{2n+2}(1+\mu_j)\right]\right\} R_{i(2n+2)}. \right. \qquad (101)$$

При этих условиях рассматриваемый сложный катодный повторитель может быть изображен схемой обычного каскодного повторителя, сопротивление обратной связи которого имеет величину $(R_a')_n$, а внутреннее сопротивление и коэффициент усиления основной лампы определяются значениями $(R_{i1}')_n$ и $(\mu_1')_n$. Так как последние перечисленные параметры значительно превышают по величине аналогичные параметры исходного каскодного катодного повторителя, то очевидно, что результирующий коэффициент передачи и выходное сопротивление значительно лучше, чем в исходной схеме.

Коэффициент передачи от сетки к аноду лампы $Л_1$ может быть определен следующим выражением:

$$(K_з)_n = \cfrac{1}{1 + \cfrac{(1+\mu_1)\,S' - R_{i1}\,(\mu_1')_n}{(\mu_1')_n\left[\mu_2\,(R_a')_n + R_{i2} + R_{i1}\right] - \mu_1\,S'}},$$

$$S' = (\mu_2 + 1)\,(R_a')_n + (R_{i1}')_n + R_{i2}.$$

Для упрощения примем, что в схеме применены идентичные лампы, т. е. все лампы имеют одинаковые величины μ и R_i. При условии, что $\mu \gg 1$, выражения (99), (100) и (101) принимают следующий вид:

$$(\mu_1')_n \approx \mu\,(\mu^n);$$

$$(R_{i1}')_n \approx R_i\,(\mu^n);$$

$$(R_a')_n \approx R_a\,(\mu^n) + R_i\,(\mu^{n-1}).$$

Подставив эти значения в выражения для коэффициента передачи K_1 каскодного катодного повторителя, его выходного напряжения и коэффициента передачи от сетки к аноду, получим:

$$(K_1)_n \approx \cfrac{1}{1 + \cfrac{1}{\mu^{n+1}}\left[1 + \cfrac{R_a + R_i}{\mu\,R_a + R_i}\right]}; \qquad (102)$$

$$(R_{вых})_n \approx \frac{R_i\,(R_a + R_i)}{\mu^{n+1}(\mu R_a + R_i)}; \qquad (103)$$

$$(K_з)_n \approx \cfrac{1}{1 + \cfrac{\mu^2 R_a + R_i}{\mu^{n+1}\,(\mu\,R_a + R_i)}}. \qquad (104)$$

Из последних выражений вытекает, что напряжения на аноде и катоде основной лампы каскодного катодного повторителя n-го порядка следуют за напряжением на ее сетке с точностью до $1/\mu^n$, а выходное сопротивление такой схемы в μ^n раз меньше, чем у обычного каскодного катодного повторителя, и в μ^{n+1} раз меньше, чем у простого катодного повторителя.

Из уравнения (103) видно, что выходное сопротивление каскодного катодного повторителя может быть получено сколь угодно малым путем выбора соответствующего количества $2n$ компенсирующих ламп. Однако в реальных схемах всегда имеется отрицательный сеточный ток входной лампы, что приводит к наличию некоторого нижнего предела, до которого возможно уменьшение $R_{вых}$. Этот нижний предел зависит от величины внутреннего сопротивления источника сигнала.

В качестве примера рассмотрим каскодный катодный повторитель с $n=2$, т. е. схему, состоящую из шести ламп. Если применить лампы с высокой крутизной (например, типа 6Н2П), то при напряжении анод — катод каждой лампы 100 *в* будет иметь: $I_a = 0{,}3$ *ма*, $\mu \approx 100$ и $R_i = 10^5$ *ом*. Предположим, что $R_a = 10^5$ *ом*. Тогда из уравнений (102), (103) и (104), находим:

$$(K_1)_{n=2} = 1 - 10^{-6};$$

$$(R_{вых})_{n=2} = 2 \cdot 10^{-3}\ ом;$$

$$(K_з)_{n=2} = 1 - 10^{-4}.$$

При испытании такой схемы на нее подавались сигналы частотой 60 и 85 *гц* с амплитудой 2 *в* и измерялась амплитуда разностной частоты 25 *гц*. Последняя имела значение $4 \cdot 10^{-7}$ *в*, что соответствует коэффициенту перекрестной модуляции $2 \cdot 10^{-5}$ %. Для сравнения можно указать, что перекрестные искажения простого каскодного повторителя составляют $5 \cdot 10^{-2}$ %.

Измеренное значение выходного сопротивления при внутреннем сопротивлении источника сигнала 1 *ком* на частоте 25 *гц* составляло 0,5 *ом*. Значительное расхождение с расчетным значением объясняется, по-видимому, сеточными токами лампы $Л_1$.

Помимо всех перечисленных преимуществ, такая схема обладает очень низкими собственными шумами, малым потреблением тока, высоким входным сопротивлением. Серьезным недостатком схемы является значительное время восстановления после больших перегрузок.

27. КАТОДНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ С КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ НАПРЯЖЕНИЯ, РАВНЫМ ЕДИНИЦЕ

Часто основным требованием, предъявляемым к согласующему каскаду, является очень высокая точность воспроизведения подаваемого на него сигнала. Если это не сопровождается требованием очень большого входного сопротивления каскада, то может быть использована разновидность каскодного катодного повторителя, в котором коэффициент передачи поддерживается равным единице.

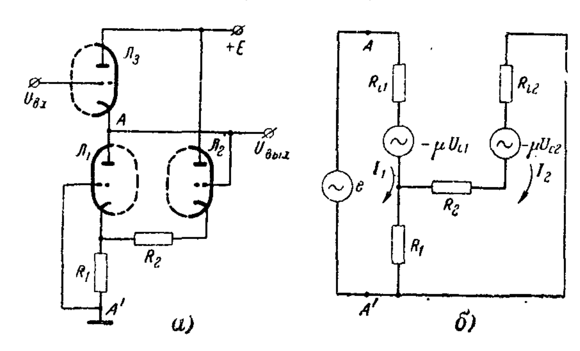


Рис. 81. Катодный повторитель с коэффициентом передачи напряжения, равным единице.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

В изображенной на рис. 81, *а* схеме катодного повторителя каскодного типа компенсация потерь в катодной цепи, создаваемых конечной величиной катодного сопротивления и сопротивления входной цепи последующего каскада, достигается введением положительной обратной связи через лампу $Л_2$. Напряжение сигнала с выхода каскодного катодного повторителя, выполненного на лампах $Л_1$ и $Л_3$, подается на буферный каскад на лампе $Л_2$. Коэффициент передачи напряжения в замыкаемой им петле обратной связи выбирается регулировкой величины сопротивления R_2, составляющего с постоянным сопротивлением R_1 делитель сигнала обратной связи.

Для определения условий, при которых сопротивление в катодной цепи лампы $Л_3$ (между точками A и A') принимает бесконечное значение, рассмотрим эквивалентную схему устройства (рис. 81, *б*). Лампа $Л_3$ здесь заменена генератором напряжения e. Полное сопротивление $R'_к$, являющееся катодной нагрузкой лампы $Л_3$ (между точками A—A' эквивалентной схемы), находится путем решения системы уравнений для токов I_1 и I_2:

$$U_{c1} = -(I_1 - I_2) R_1;$$
$$U_{c2} = e - R_1 (I_1 - I_2) + I_2 R_2;$$
$$e + \mu_1 U_{c1} - I_1 (R_{i1} + R_1) = -I_2 R_1;$$
$$-\mu_2 U_{c2} - I_2 (R_{i2} + R_2 + R_1) = -I_1 R_1.$$

Опустив промежуточные выкладки, получим выражение для полного сопротивления:

$$R'_к = \frac{e}{I_1} = R_{i1} + (\mu + 1) R_1 \times$$
$$\times \left\{ \frac{1 + R_{i1}\mu_2/[R_{i2} + R_2(\mu_2 + 1)]}{1 - R_1(\mu_1\mu_2 - 1)/[R_{i2} + R_2(\mu_2 + 1)]} \right\}. \qquad (105)$$

Применяемые в таких схемах триоды обычно имеют достаточно высокое значение μ, так что выполняется условие $\mu_1 \gg 1$ и $\mu_2 \gg 1$. Тогда уравнение (105) можно упростить:

$$R'_к \approx R_{i1} + \frac{\mu_1 R_1 [1 + S_2 (R_2 + R_1)]}{1 + S_2 (R_2 - \mu_1 R_1)}. \qquad (106)$$

Из последнего выражения вытекает, что $R'_к$ стремится к бесконечности при условии

$$1 + S_2 (R_2 - \mu_1 R_1) \to 0, \qquad (107)$$

из которого можно найти значение критической величины сопротивления R_2:

$$R_2 = \mu_1 R_1 - \frac{1}{S_2} = R_{2кр}.$$

При выборе $R_2 > R_{2кр}$ полное катодное сопротивление $R'_к$ принимает положительные, а при $R_2 < R_{2кр}$ отрицательные значения. Последнее объясняется тем, что при уменьшении R_2 положительная обратная связь, вводимая в катодную цепь лампы $Л_3$ через лампу $Л_2$ и сопротивление R_1, полностью компенсирует потери в этой цепи.

Коэффициент передачи рассматриваемого катодного повторителя

$$K = \frac{\mu_3 R'_к}{R_{i3} + (\mu_3 + 1) R'_к}$$

может быть сделан равным единице при условии

$$-R'_к = R_{i3}. \qquad (108)$$

Последнее условие можно выполнить соответствующим выбором величины сопротивления R_2. Из уравнения (105) можно получить приближенное выражение для этого сопротивления, если принять $\mu_1 \gg 1$ и $\mu_2 \gg 1$:

$$R_2 \approx \frac{R_1(\mu_1 R'_к + R_{i1})}{R'_к - R_{i1} - \mu_1 R_1} - \frac{1}{S_2}. \qquad (109)$$

Подставив в последнее выражение значение $R'_к$ из условия (108), можно определить необходимую величину сопротивления R_2.

В практических случаях сопротивление R_1 в катодной цепи лампы $Л_1$ выбирается по возможности большим. Для поддержания рабочей точки лампы $Л_1$ дополнительное положительное напряжение, создаваемое на сопротивлении R_1 током лампы $Л_2$ компенсируется

подключением сетки лампы $Л_1$ к источнику положительного смещения. Сопротивление R_2 берется таким, чтобы его величина удовлетворяла условию получения необходимого полного сопротивления $R_к'$ по уравнению (109). Для компенсации емкости в катодной цепи лампы $Л_1$ параллельно сопротивлению R_2 обычно включается конденсатор небольшой емкости.

На рис. 82,*а* приведена схема каскодного эмиттерного повторителя, работающего по такому же принципу. Основным преимуществом этой схемы применительно к транзисторам является ее повы-

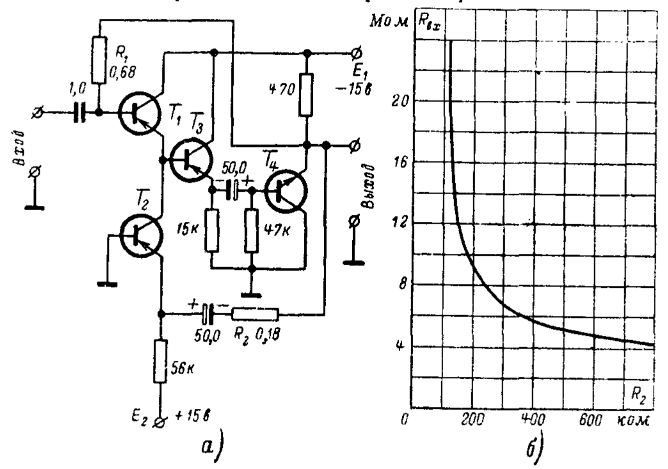


Рис. 82. Каскодный эмиттерный повторитель с большим входным сопротивлением.

а — принципиальная схема; *б* — зависимость входного сопротивления $R_{вх}$ от сопротивления R_2.

шенное входное сопротивление, величину которого можно вычислить по формуле

$$R_{вх} = r_б + \frac{r_д r_к\left(1 - \frac{\alpha K r_э}{R_2}\right)}{\frac{r_к}{1+\beta}\left(1 - \frac{\alpha K r_д}{R_2}\right) + r_д},$$

где K — коэффициент передачи напряжения от эмиттера транзистора T_1 к выходному зажиму (K всегда меньше 1);
α — коэффициент усиления транзистора T_2 по току в схеме с общей базой;
β — коэффициент усиления транзистора T_1 по току в схеме с общим эмиттером;
$r_э$, $r_к$, $r_б$ — сопротивления эмиттера, коллектора и базы транзистора T_1;
$r_д$ — динамическое сопротивление коллектора транзистора T_2.

В большинстве практических случаев можно принять $K \approx 1$ и $\alpha \approx 1$, так что член $\frac{\alpha K r_э}{R_2} \ll 1$. Если при этом $\beta \gg 1$ и $r_б$ мало, то можно использовать упрощенное выражение

$$R_{вх} \approx \frac{r_к}{1 + \frac{r_к}{\beta}\left(\frac{1}{r_д} - \frac{\alpha K}{R_2}\right)}. \qquad (110)$$

Необходимая величина входного сопротивления схемы достигается регулировкой сопротивления R_2, т. е. изменением величины положительной обратной связи, компенсирующей потери в схеме. Кривая зависимости входного сопротивления эмиттерного повторителя от сопротивления R_2 приведена на рис. 82, *б*.

Из уравнения (110) видно, что входное сопротивление стремится к бесконечности при условии

$$\frac{r_к}{\beta}\left(\frac{1}{r_д} - \frac{\alpha K}{R_2}\right) = -1.$$

Отсюда можно получить значение критической величины сопротивления R_2:

$$R_2 = \frac{r_д r_к K \alpha}{\beta r_д + r_к} = R_{2кр}. \qquad (111)$$

В качестве примера приведем порядок величин, составляющих в формуле (110) для рассматриваемой схемы: $r_к = 9$ *Мом*, $\beta = 40$, $K = 0{,}97$, $r_д = 300$ *ком*, $R_1 = 680$ *ком*, $\alpha = 0{,}975$. Выбрав $R_2 = 180$ *ком*, получим из выражения (110) величину $R_{вх} = 16$ *Мом*.

Сопротивление R_1, через которое осуществляется смещение транзистора T_1, шунтирует входное сопротивление эмиттерного повторителя. Уменьшение шунтирующего действия R_1 достигается подключением его к эмиттеру выходного транзистора T_4, напряжение сигнала на котором близко к напряжению входного сигнала (коэффициент передачи напряжения в схеме $K = 0{,}97$). В результате действующая величина сопротивления смещения, шунтирующая входное сопротивление, $R_1' = \frac{R_1}{1-K} = 22{,}6$ *Мом*.

Таким образом, полное входное сопротивление схемы равно 9,4 *Мом*. Из выражения (111) определяется критическая величина $R_2 = 120$ *ком*.

Схема при полосе пропускания от 10 *гц* до 100 *кгц* и выходном сопротивлении около 30 *ом* развивает напряжение сигнала до 1 *в* на нагрузке 1 *ком*.

ЛИТЕРАТУРА

Ризкин А. А. Основы теории усилительных схем, изд-во «Советское радио», Москва, 1958.

Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов. Гостехиздат УССР, 1961.

Будинский Я., Усилители низкой частоты на транзисторах, Связьиздат, Москва, 1963.

Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах, Связьиздат, 1963.

Перкинс Д., Транзисторные каскодные схемы в усилителях с АРУ, «Электроника», 1961, № 22.

Крюков Ю. Г., Симонов Ю. Л., Анализ каскодного резонансного усилителя типа общий эмиттер — общая база на транзисторах, «Электросвязь», 1962, № 1.

Гумеля Е., Каскодные схемы на ПП, «Радио», 1959, № 10.

Волин М. Л., Задний срез импульса в катодном повторителе с емкостной нагрузкой, «Радиотехника», 1956, № 3.

Свечников С. В., Петренко А. И., Сложные катодные повторители, Известия вузов, Радиотехника, 1959, № 1.

Грибанов Ю. И., Измерение напряжения в высокоомных цепях, Госэнергоиздат, 1961.